

Grado en Ingeniería en Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

ANTENA AUTODIPLEXADA EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP

Pablo José Moreno Gallego

Tutora

Eva Rajo Iglesias

Octubre 2018



[Incluir en el caso del interés en su publicación en el archivo abierto]

Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento - No Comercial - Sin Obra Derivada**

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, me gustaría agradecer a mi tutora Eva Rajo, por darme la oportunidad de realizar este trabajo, el cual me ha parecido muy interesante, por su guía y su apoyo.

También quiero dedicar estas líneas a las personas que me han acompañado todos estos años y que han hecho de mi la persona que soy. A mis padres Pablo y Ana, que sin su apoyo en los momentos más difíciles no estaría aquí. A mi hermano Javi, que siempre me sacaba una sonrisa cuando más lo necesitaba y a mi novia Lucía, que me animaba cuando las cosas se torcían.

También quiero agradecer a todos mis compañeros en especial a Jorge, Rubén, Álvaro, Alfredo, Miguel, Borja, Ricardo, Alex y Leandro de los que me llevo una gran amistad y con los que he compartido grandes momentos.

Por todo ello, GRACIAS.

RESUMEN

Los sistemas de radiofrecuencia con bandas superiores a los 5 GHz, cada vez adquieren más importancia y uso, gracias a su mayor ancho de banda, menores pérdidas y pequeñas interferencias. Un diplexor es un dispositivo pasivo que permite que dos señales con frecuencias distintas, compartan un puerto común. Este elemento, está formado por dos filtros que están aislados entre sí y su uso es muy frecuente en los sistemas de comunicaciones radio ya que el diplexor se encarga de aislar la señal transmitida y recibida para que puedan operar al mismo tiempo compartiendo la misma antena.

La tecnología microstrip, permite guiar y radiar ondas electromagnéticas mediante líneas impresas colocadas sobre un sustrato con una de sus caras completamente metalizada, llamado plano de masa. Es una tecnología que tiene unos costes muy bajos, además pesa poco y sus dimensiones son pequeñas. Se usa habitualmente para el diseño de filtros, divisores, acopladores, resonadores y antenas. En este trabajo, se pretende implementar un diplexor formado por dos filtros (10 GHz y 12 GHz) junto a una antena de ranura o slot, en tecnología microstrip. Además se diseñará una estructura periódica formada por pines que evitará la radiación trasera de la antena.

A lo largo de esta memoria, se van describiendo los pasos seguidos para el diseño de los dos filtros, para los que se usan líneas paralelas acopladas. Se hará un estudio de los divisores de potencia y de la antena a usar. Se integrará todo en un mismo circuito junto al sistema que evitará la radiación trasera de la antena. Los diseños se realizarán con la ayuda del programa CST Microwave Studio®, tanto de los componentes individuales como de la antena autodiplexada resultante. Por último, se fabricará un prototipo tanto del diplexor como de la antena autodiplexada y se medirán ambos en el laboratorio de la universidad para comprobar su funcionamiento.

Palabras clave: Diplexor, tecnología microstrip, filtros, antena de ranura, antena autodiplexada, divisor de potencia, conductor magnético artificial (AMC).

ABSTRACT

The radio frequency systems with bands upper to 5 GHz, are becoming more important and more useful, thanks to their large bandwidth, low losses and little interferences. A diplexer is a passive device that allows two signals with different frequencies to share a common port. This element is formed by two filters that are isolated from each other and its use is very popular in radiocommunication systems because the diplexer is responsible for isolating the transfer signal and the received signal so that they can operate at the same time while sharing the same antenna.

Microstrip technology allows electromagnetic waves to be guided through printed lines on a substrate that has a metal face whose name is ground plane. It is a technology that has a low cost, it is also light and has a small size. In addition, this technology is used to design filters, power dividers, couplers, resonators and antennas. In this project, it is expected to implement a diplexer composed of two filters (10 GHz and 12 GHz) connected to a slot antenna, in microband technology. In addition, a periodic structure with pin shapes will be designed to avoid backward radiation of the antenna.

Throughout the memory, the steps to design the filters are described, which are formed by parallel lines coupled. A study of the power divider and the antenna will be made. These pieces will be joined with a periodic structure that prevents radiation backwards from the antenna. All the designs are made with the CST Microwave Studio textregistered program, both the individual components and the autodiplexer antenna.

Finally, a prototype both the diplexer and the autodiplexer antenna will be made and the will be taken samples in university's laboratory in order to check their behaviour.

Key words: Diplexer, microstrip technology, filters, slot antenna, autodiplexer antenna, power dividers, Artificial Magnetic Conductor (AMC).

ÍNDICE GENERAL

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
1.1. Introducción a la alta frecuencia	1
1.2. Objetivos	3
1.3. Estructura de la memoria	3
1.4. Fases de realización	4
1.5. Estado del arte	4
1.5.1. Tecnología microstrip	6
1.5.2. Antena de ranura	6
2. FILTROS DE MICROONDAS.	8
2.1. Fundamentos teóricos	8
2.1.1. Introducción	8
2.1.2. Filtro paso banda de líneas paralelas acopladas	9
2.1.3. Diseño del filtro paso banda de líneas paralelas acopladas	10
2.2. Diseño de los filtros	13
2.2.1. Diseño de los filtros en tecnología microstrip	13
2.2.2. Simulación de los filtros en tecnología microstrip	17
3. AMC: ARTIFICIAL MAGNETIC CONDUCTOR	19
3.1. Estudio del sistema AMC: Bed Of Nails.	19
4. DISEÑO DEL DIPLEXOR.	26
4.1. Divisor de potencia.	26
4.1.1. Fundamentos teóricos	26
4.1.2. Diseño del divisor de potencia	29
4.2. Integración en el circuito	32
5. DISEÑO DE LA ANTENA	36
5.1. Requisitos de la antena	36
5.2. Diseño de antena alimentador en T.	36
6. SISTEMA COMPLETO	41
6.1. Integración de la antena	41

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LOS CIRCUITOS	45
7.1. Medidas de los circuitos fabricados	47
8. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	49
8.1. Conclusiones	49
8.2. Líneas futuras.	50
9. PRESUPUESTO.	51
10. EXTENDED ABSTRACT	52
10.1. Introduction to high frequency.	52
10.2. Targets	52
10.3. Phases	53
10.4. State of art.	53
10.4.1. Microstrip technology	54
10.4.2. Slot antenna	55
10.5. Conclusions	55
10.6. Futures lines.	56

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1	Banda de frecuencias en el espectro electromagnético.[15]	2
1.2	Banda de frecuencias en microondas[14].	2
1.3	Línea Microstrip vs línea Stripline.[2]	6
1.4	Antena de ranura a) alimentada mediante guía de onda b) alimentada mediante línea microstrip [3].	7
2.1	Filtros según repuesta en frecuencia (a): Paso Bajo, (b): Paso Alto, (c): Paso Banda, (d): Banda eliminada [9]	8
2.2	Comparación respuesta Butterworth con respuesta Chebyshev [10]	9
2.3	Circuitos de líneas acopladas [11]	10
2.4	Esquema de un filtro de líneas acopladas [12]	10
2.5	Objetivos a alcanzar para el filtro 10GHz.	14
2.6	Variables que se modifican para optimizar.	14
2.7	Iteraciones realizadas para el proceso de optimización.	15
2.8	Simulaciones con AWR®. Filtros paso banda (a) 10GHz (b) 12GHz	15
2.9	Esquemático en AWR®de los filtros: (a) 10GHz (b) 12GHz, en tecnología microstrip (Dimensiones en mm).	16
2.10	Método de optimización en CST Microwave Studio®	17
2.11	Simulación de filtros paso banda para (a) 10 GHz y (b) 12 GHz.	18
3.1	AMC implementado con una estructura de pines [6].	19
3.2	Diagrama de dispersión para los valores iniciales.	20
3.3	Diagrama de dispersión para altura = 6 mm.	21
3.4	Diagrama de dispersión para altura = 10 mm.	21
3.5	Diagrama de dispersión para lado = 2 mm.	22
3.6	Diagrama de dispersión para lado = 3 mm.	22
3.7	Diagrama de dispersión para gap = 0.5 mm.	23
3.8	Diagrama de dispersión para gap = 2 mm.	23
3.9	Diagrama de dispersión para un periodo entre pines =3 mm.	24
3.10	Diagrama de dispersión para un periodo entre pines = 8 mm.	24

3.11	Diagrama de dispersión para los valores finales.	25
4.1	Forma de una unión T en tecnología microstrip [13]	27
4.2	Forma de una unión Y.	27
4.3	Divisor de potencia Wilkinson [16].	28
4.4	Divisor Wilkinson con plano de simetría[16].	29
4.5	Dimensiones del divisor de potencia.	30
4.6	Método para obtener las anchuras de las líneas.	30
4.7	Parámetro S_{11} del divisor de potencia.	31
4.8	Parámetros S_{21} y S_{31} del divisor de potencia.	31
4.9	Diseño del diplexor con los filtros. (a) Sin Bed of Nails, (b) Con Bed of Nails.	32
4.10	Parámetro S_{11} del diplexor. (a) con el efecto del AMC, (b) sin el efecto del AMC.	33
4.11	Parámetros S_{21} y S_{31} del diplexor.(a) Con el efecto del AMC, (b) Sin el efecto del AMC.	34
4.12	Parámetros S_{32} , S_{22} y S_{33} del diplexor.(a) Con el efecto del AMC, (b) Sin el efecto del AMC.	35
5.1	Especificaciones de la antena.	36
5.2	Elementos de la antena a diseñar.	37
5.3	Diseño de la antena en T con los parámetros optimizados.	37
5.4	Optimización de la antena.	38
5.5	Parámetro S_{11} simulado después de optimizar la antena. (a) Con el efecto del AMC, (b) Sin el efecto del AMC.	39
5.6	Diagramas de radiación en 3D de la antena diseñada para las frecuencias: (a)10 GHz: Sin el efecto del AMC,(b) 10 GHz: Con el efecto del AMC, (c) 12 GHz: Sin el efecto del AMC,(d)12 GHz: Con el efecto del AMC.	40
6.1	Medidas del diseño completo.	41
6.2	Medidas del AMC para el diseño completo.	41
6.3	Parámetros S simulados para el diseño completo del diplexor junto a la antena.	42
6.4	Diagramas de radiación en 3D de la antena autodiplexada para la frecuencia de 10 GHz (a),(b): Con efecto del AMC, y (c),(d): Sin efecto del AMC.	43

6.5	Diagramas de radiación en 3D de la antena autodiplexada para la frecuencia de 12 GHz (a),(b): Con efecto del AMC, y (c),(d): Sin efecto del AMC.	44
7.1	Medidas de los circuitos: (a)Diplexor, (b)Antena autodiplexada.	45
7.2	Prototipos fabricados: (a)Diplexor, (b)Antena autodiplexada.	46
7.3	Analizador de redes Rohde & Schwarz ZVA40 durante la toma de medidas del circuito diplexor.	46
7.4	Parámetros S medidos en el laboratorio para el filtro a 10 GHz. (a) Sin el efecto del AMC, (b) Con el efecto del AMC.	47
7.5	Parámetros S medidos en el laboratorio para el filtro a 12 GHz. (a) Sin el efecto del AMC, (b) Con el efecto del AMC.	48

ÍNDICE DE TABLAS

2.1	Especificaciones de los filtros.	12
2.2	Valor de los elementos normalizados del prototipo paso bajo. Enmarcados los valores necesarios.	13
2.3	Valores del diseño del filtro de 5 etapas de líneas acopladas con sustrato Rogers RO4003C.	13
3.1	Valores iniciales de la estructura periódica de pines.	20
3.2	Valores finales de la estructura periódica de pines.	25
9.1	Resumen de horas dedicadas.	51
9.2	Coste de los materiales.	51
9.3	Totales.	51

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1. Introducción a la alta frecuencia

Las microondas, hacen referencia a señales cuyas frecuencias tienen un rango entre los 300 MHz y los 300 GHz, o lo que es lo mismo, aquellas señales que tienen una longitud de onda comprendida entre 1 m y 1 mm. Se tendrá que hacer uso de las ecuaciones de Maxwell, para averiguar como actúan los dispositivos en las frecuencias de microondas ya que a estas frecuencias, la teoría de circuitos no sirve [17].

Las estructuras de guías son muy utilizadas a la hora de diseñar filtros y diplexores a alta frecuencia. Los filtros son una de las estructuras más importantes en alta frecuencia ya que se encargan de controlar que las señales vayan por la zona del espectro deseado. En la actualidad, para poder transferir información a través del aire por medio de ondas de radio como comunicaciones móviles ó recepción y transmisión de señal de televisión, es necesario utilizar componentes de alta frecuencia.

El uso de altas frecuencias o lo que es lo mismo, bajas longitudes de onda, hacen que su estudio y diseño sea más complejo, pero presentan una serie de aplicaciones en estas frecuencias:

- Un ancho de banda más grande. A mayor frecuencia, se tiene más ancho de banda y menos interferencias. Lo que facilita la comunicación.
- Mayor ganancia en antenas.
- En estas frecuencias, al haber menos interferencias, los sistemas de radar funcionan mejor.
- Aplicaciones en medicina gracias a las diferentes resonancias que hay en alta frecuencia.
- A alta frecuencia, las señales no se curvan al pasar por la ionosfera como ocurre con las señales a baja frecuencia.

Además en la actualidad, las altas frecuencias son usadas con mucha regularidad, como en tratamientos y diagnósticos médicos, en señales de radar, en redes móviles, Bluetooth, GPS, televisión por satélite, etc. Como resultado de esto, existen muchos estudios de este rango de frecuencias, como es de los Gigahercios (GHz), pero también en el de los Terahercios (THz). En la figura 1.1, aparecen las diferentes bandas de frecuencias que hay en el espectro y alguno de sus usos:

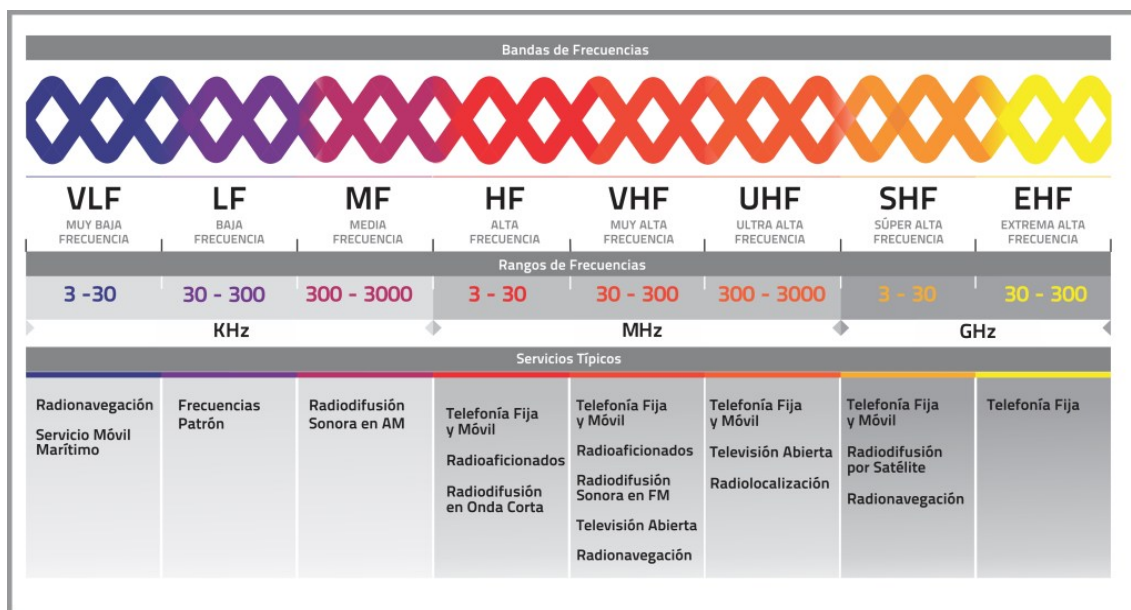


Fig. 1.1. Banda de frecuencias en el espectro electromagnético.[15]

En la figura 1.2, aparecen las diferentes bandas de frecuencias que hay en alta frecuencia:

Banda	Rango de frecuencia	Origen del nombre,
Banda I	hasta 0,2 GHz	
Banda G	0,2 a 0,25 GHz	
Banda P	0,25 a 0,5 GHz	Previous, dado que los primeros radares del Reino Unido utilizaron esta banda, pero luego pasaron a frecuencias más altas
Banda L	0,5 a 1,5 GHz	Long wave (Onda larga)
Banda S	2 a 4 GHz	Short wave (Onda corta)
Banda C	4 a 8 GHz	Compromiso entre S y X
Banda X	8 a 12 GHz	Usada en la II Guerra Mundial por los sistemas de control de fuego, X de cruz (como la cruz de la retícula de puntería)
Banda K _u	12 a 18 GHz	Kurz-unten (bajo la corta)
Banda K	18 a 26 GHz	Alemán Kurz (corta)
Banda K _a	26 a 40 GHz	Kurz-above (sobre la corta)
Banda V	40 a 75 GHz	Very high frequency (Muy alta frecuencia)
Banda W	75 a 111 GHz	W hiper frecuencia

Fig. 1.2. Banda de frecuencias en microondas[14].

Como se ha comentado, las microondas tienen un rango que va desde los 300 MHz hasta los 300 GHz. Las líneas de transmisión más utilizadas a estas frecuencias son los cables coaxiales, guías de onda y las líneas microstrip. Estas líneas de transmisión suelen utilizarse hasta los 30 GHz ya que a partir de esa frecuencia, las pérdidas son muy grandes y además no son fáciles de construir debido a su pequeño tamaño y poca tolerancia. Esto hace que a frecuencias de microondas, se tengan que usar líneas microstrip a pesar de que a mayor frecuencia, mayores pérdidas [17].

1.2. Objetivos

El objetivo de este trabajo es diseñar un diplexor formado por dos filtros en banda X a las frecuencias de 10 GHz y 12 GHz en tecnología microstrip. Se diseñará una antena que sea capaz de funcionar en esta tecnología y se diseñará una estructura de pines para evitar la radiación hacia atrás de la antena. Para ello, durante la realización del presente trabajo, se estudiarán los siguientes temas:

- Estudio de los filtros en tecnología microstrip y su posterior diseño mediante líneas paralelas acopladas.
- Estudio de los diferentes tipos de divisores de potencia. Se estudiarán especialmente tres, las uniones en T, las uniones en Y y el divisor Wilkinson.
- Estudio de antenas en tecnología microstrip. El estudio se centrará en la antena de ranura o slot.
- Estudio de la antena autodiplexada. Este último objetivo, combinará todas las partes del trabajo para formar una antena autodiplexada en banda X.

1.3. Estructura de la memoria

Este documento está organizado por capítulos y cuyos contenidos son descritos a continuación:

- Capítulo 1: Este capítulo está compuesto por una breve introducción del trabajo a realizar, los objetivos y estudios a cumplir y finalmente una breve presentación de las antenas y sus parámetros para entender mejor su comportamiento.
- Capítulo 2: En este capítulo, se hará un estudio de los filtros en tecnología microstrip, para finalmente, diseñar dos filtros en las dos bandas de frecuencia seleccionadas.
- Capítulo 3: En este capítulo, se realizará un estudio de un sistema que evite la radiación trasera de la antena de ranura en tecnología microstrip. Para ello, se realizarán distintas comprobaciones de su comportamiento variando la altura, el lado, el gap y el periodo de los pines que se usarán.
- Capítulo 4: En este capítulo, se estudiarán varios de los divisores de potencia más comunes, como son las uniones en T, las uniones en Y y el divisor Wilkinson. Se diseñará un divisor acorde a las especificaciones de este trabajo y finalmente, se integrará junto a los filtros diseñados en el capítulo 2.
- Capítulo 5: En este capítulo, se estudiarán las antenas, en concreto la antena de ranura o slot. Finalmente, se diseñará una antena de ranura en tecnología microstrip cuyo ancho de banda sea elevado.

- Capítulo 6: En este capítulo, se integrará la antena con el circuito diplexor diseñado. También se colocará el AMC diseñado con pines, para hacer que la antena radie hacia la cara deseada.
- Capítulo 7: En este capítulo, se realizará la fabricación y medida del circuito diplexor y de la antena autodiplexada.
- Capítulo 8: En este capítulo, se darán a conocer las conclusiones extraídas tras la realización de este trabajo y se incluirán líneas futuras de trabajo.

1.4. Fases de realización

Para lograr cumplir con los objetivos señalados en este capítulo, el trabajo se dividió en tres fases:

- Fase 1: En esta primera fase, se realiza el estudio de los filtros en tecnología microstrip. Gracias a la asignatura Tecnologías de Alta Frecuencia, se tiene una base sobre la que empezar a diseñar los filtros con uno de los software de la escuela. Una vez obtenidos los filtros, se comienza a usar y aprender el software con que se hará el resto del trabajo.
- Fase 2: Se diseña el resto de circuitos necesarios para elaborar este trabajo. A la vez que se van diseñando, se realizan simulaciones y optimizaciones con el que se comprueba que el circuito funciona según las especificaciones de nuestro trabajo. Posteriormente, se integran para formar un solo circuito.
- Fase 3: En esta última fase, y a sabiendas de que el circuito completo funciona correctamente según las especificaciones, se procede a fabricar en el laboratorio para realizar sus medidas reales.

1.5. Estado del arte

El Institute of Electrical and Electronic Engineers, más conocido como IEEE, define una antena como la parte de un emisor o un receptor de sistema que está diseñado para irradiar o recibir ondas electromagnéticas [1].

Las antenas se pueden dividir en:

- Direccionales: Aquellas antenas que concentran toda la potencia en una dirección.
- Omnidireccionales: Aquellas antenas que radian la misma potencia en todas direcciones.

A su vez, los parámetros característicos de una antena son:

- Ancho de banda: Rango de frecuencias sobre los que la antena trabaja de forma similar a si estuviese trabajando en la frecuencia central.
- Nivel de adaptación: Es importante su parámetro S_{11} ya que es el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena. En este trabajo, se considerará que un parámetro S_{11} por debajo de -10 dB es un buen coeficiente de reflexión.
- Impedancia: Es el resultado de dividir el voltaje y la corriente en los terminales de la antena.

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = R_{IN} + jX_{IN}$$

donde

Z_{IN} = Impedancia de la antena en los terminales.

R_{IN} = Resistencia de la antena en los terminales.

X_{IN} = Reactancia de la antena en los terminales.

- Polarización: Se llama polarización de la antena a la polarización del campo eléctrico radiado por la antena en campo lejano. Hay tres tipos de polarización:
 - Lineal: Es lineal cuando las fases de las dos componentes vectoriales del campo eléctrico difieren en múltiplos de π radianes.
 - Circular: Se produce cuando las amplitudes son iguales y las fases difieren en $\frac{\pi}{2}$ ó $\frac{3\pi}{2}$ radianes.
 - Elíptica: se produce cuando no es ni polarización lineal ni circular.
- Diagrama de radiación: Es la representación gráfica de la distribución espacial de la potencia radiada por las antenas.
- Directividad y ganancia: Ambos parámetros vienen de cuanta radiación es capaz de concentrar una antena en una dirección. La ganancia tiene que ver con la potencia de alimentación. La directividad se calcula a partir de la potencia de radiación. $G = e * D$ y se miden en dBi (dB).

Hay muchos tipos de antena. Para el trabajo que se va a realizar, que es en tecnología microstrip, las antenas que funcionan mejor son las antenas de ranura o slot. La tecnología microstrip nació en los años 50, aunque no comenzó a usarse hasta los años 70 gracias a las mejoras en la fabricación y a la obtención de sustratos con bajas pérdidas. Durante esa época empezaron a estudiarse los modelos de transmisión. Actualmente las antenas en tecnologías microstrip son de las más usadas como en sistemas de radar, transmisión de datos, etc. Esto se debe a que este tipo de antenas tiene un coste muy bajo y se integran muy fácilmente junto a otros sistemas o componentes.

1.5.1. Tecnología microstrip

Las líneas microstrip son una transformación de la stripline. Las líneas stripline se componen de una pequeña tira conductora dentro de un dieléctrico que tiene cubiertas las caras superior e inferior por placas metálicas. Las líneas microstrip, eliminan una de esas placas dejando la línea al aire. En la figura 1.3 se puede comprobar la diferencias entre ambas líneas:

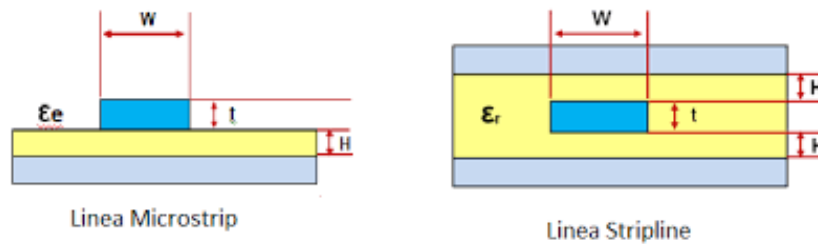


Fig. 1.3. Línea Microstrip vs línea Stripline.[2]

Una de las diferencias que hizo que la línea microstrip tardase más en ser popular fue que presenta más pérdidas de radiación debido a que la línea está al aire.

1.5.2. Antena de ranura

Las antenas de ranura están formadas por una línea de alimentación, una capa de dieléctrico y una capa de metal donde se extrae la ranura. En un principio, este tipo de antenas fue diseñado para ser alimentadas mediante guías de onda, pero con el paso del tiempo, evolucionó de forma que ahora también se pueden alimentar mediante líneas microstrip lo que facilita su integración con el resto de dispositivos.

Una de sus ventajas es su capacidad de adaptación en sistemas de alta frecuencia, otra ventaja es que son sencillos de fabricar y además son muy variables en cuanto a polarización, impedancia y frecuencia de resonancia. El mayor inconveniente de este tipo de antenas cuando se realizan en tecnología microstrip, es que una parte de la radiación radia hacia atrás. Por lo que habrá que estudiar técnicas que eviten esta desventaja [4][8].

A continuación, se muestra un ejemplo de una antena de ranura. Como se puede ver, en la figura 1.4, una antena de ranura puede ser alimentada de dos formas, mediante guías de onda y mediante línea microstrip:

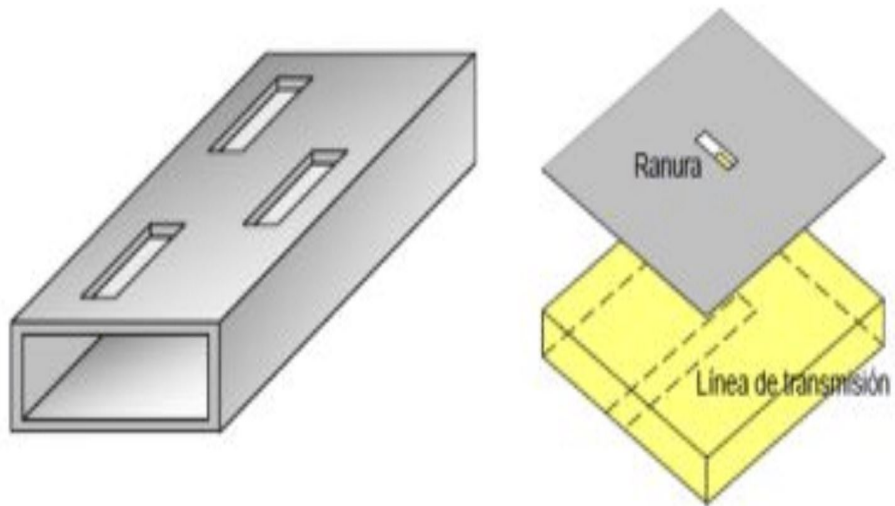


Fig. 1.4. Antena de ranura a) alimentada mediante guía de onda b) alimentada mediante línea microstrip [3].

2. FILTROS DE MICROONDAS

2.1. Fundamentos teóricos

2.1.1. Introducción

Los filtros son dispositivos de dos puertos que tienen como fin, controlar la respuesta en frecuencia de un sistema [11]. Según la respuesta en frecuencia, existen varios tipos de filtros: paso bajo, paso alto, paso banda y banda eliminada (ver figura 2.1). También existen distintas aproximaciones para estos filtros: Butterworth, Chebyshev, etc (ver figura 2.2).

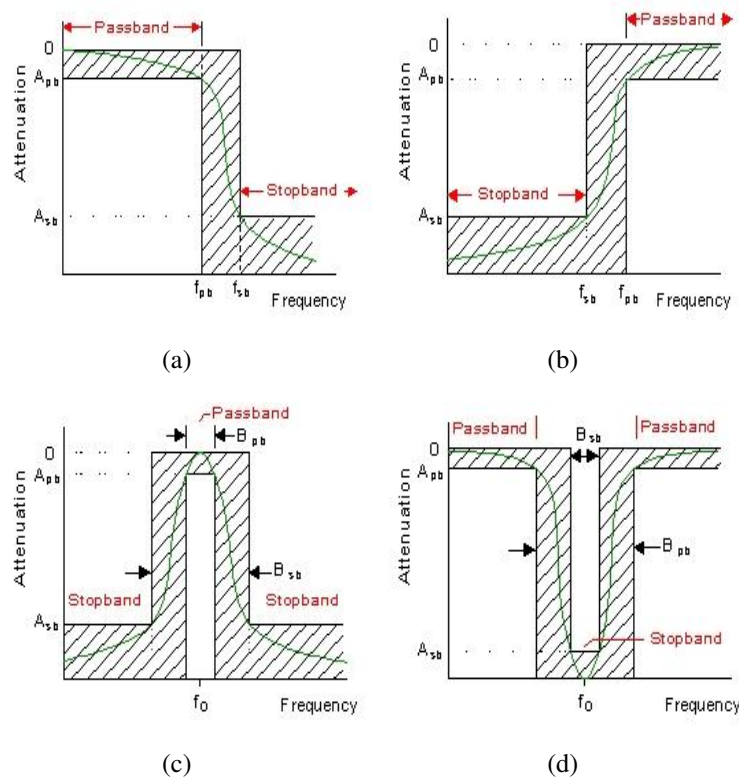


Fig. 2.1. Filtros según repuesta en frecuencia (a): Paso Bajo, (b): Paso Alto, (c): Paso Banda, (d): Banda eliminada [9]

Nuestro objetivo será diseñar un filtro que se aproxime a los requisitos que tiene un filtro ideal, ya que no se puede obtener en la naturaleza.

Los capacitores e inductores ideales, a menores frecuencias, son dispositivos usados para componer un filtro, debido a que tienen unas características sencillas. A altas frecuencias, el comportamiento de los dispositivos se vuelve más complicado. Para diseñar este tipo de filtros, existen dos maneras: el método de parámetros imagen y el método de las pérdidas de inserción.

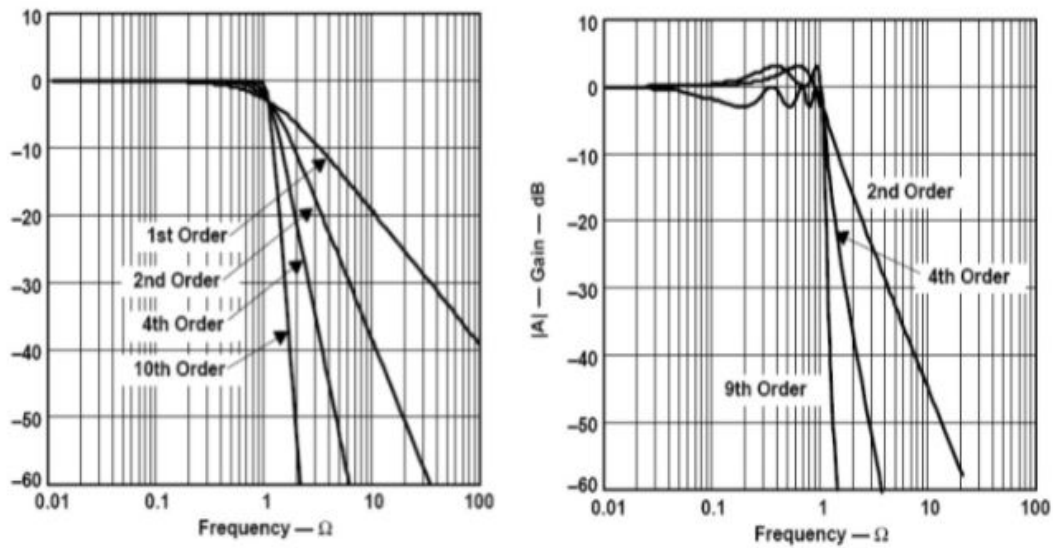


Fig. 2.2. Comparación respuesta Butterworth con respuesta Chebyshev [10]

El método de los parámetros imagen, que se usa para el diseño de los filtros, se basa en una serie de secciones de filtros para obtener la atenuación y la frecuencia de corte que se quiere. Y aunque es un diseño muy simple, a veces, requiere de muchas iteraciones para obtener los resultados esperados.

El diseño de filtros mediante el método de las pérdidas de inserción es el más utilizado ya que proporciona un gran control sobre las amplitudes de las bandas de paso y eliminada y sobre las características de fase. El diseño empieza usando filtros paso bajo que se normalizan en función de la impedancia y la frecuencia. Finalmente, haciendo uso de unas transformaciones se pasa de los prototipos a la banda de frecuencia e impedancia que se quiere.

Ambos diseños llevan a circuitos que usan elementos concentrados, es decir, condensadores y bobinas. En microondas, estos diseños deben estar formados por secciones de líneas de transmisión que utilicen elementos distribuidos. En el libro escrito por David M. Pozar [11], viene explicado como estos cambios se llevan a cabo mediante la transformación de Richard, que pasa de elementos concentrados a distribuidos, y las identidades de Kuroda, que separa elementos del filtro mediante uso de líneas.

Como se puede apreciar, se pueden diseñar filtros de muchas maneras, aunque todos provocan una discontinuidad en la línea de transmisión.

2.1.2. Filtro paso banda de líneas paralelas acopladas

Las líneas paralelas acopladas son usadas para realizar filtros. Analizando estas estructuras por los modos par-impar, podemos encontrar algunas cuya característica sea de paso banda.

ESQUEMA DEL MÉTODO DE DISEÑO

$$\begin{array}{ccccccc}
 g_n & \xrightarrow{\text{Ec. 1.2}} & J_n & \xrightarrow{\text{Ec. 1.3}} & \begin{cases} Z_{0EVEN_n} \\ Z_{0ODD_n} \end{cases} & \xrightarrow{\text{Ec. 1.4}} & \\
 & & & & & & \\
 & \xrightarrow{\text{Ec. 1.4}} & \begin{cases} (Z_{0SINGLE_EVEN})_n \\ (Z_{0SINGLE_ODD})_n \end{cases} & \xrightarrow{\text{Ec. 1.5}} & \begin{cases} \left(\frac{W}{h_{se}}\right)_n \\ \left(\frac{W}{h_{so}}\right)_n \end{cases} & \xrightarrow{\text{Ecs. 1.7-1.8}} & \begin{cases} \left(\frac{W}{h}\right)_n \\ \left(\frac{S}{h}\right)_n \end{cases}
 \end{array} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} J_1 = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}} \\ J_n = \frac{\pi \Delta}{2 Z_0 \sqrt{g_{n-1} g_n}} \quad ; \quad n = 2, 3, \dots, N \\ J_{N+1} = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_N g_{N+1}}} \quad ; \quad \Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \text{ (BW fraccional del filtro)} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} Z_{0EVEN_n} = Z_0 [1 + J_n Z_0 + (J_n Z_0)^2] \\ Z_{0ODD_n} = Z_0 [1 - J_n Z_0 + (J_n Z_0)^2] \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases} Z_{0SINGLE_EVEN_n} = \frac{Z_{0EVEN_{n,n+1}}}{2} \\ Z_{0SINGLE_ODD_n} = \frac{Z_{0ODD_{n,n+1}}}{2} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & , \quad \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) \right] & , \quad \frac{W}{h} > 2 \end{cases} \quad (2.5)$$

donde

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) ; \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.6)$$

$$\frac{W}{h} = \frac{1}{\pi} \left[\cosh^{-1} \frac{1}{2} \left(\left(\cosh \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{S}{h} \right)_{se} \right] - 1 \right) + \left(\cosh \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{S}{h} \right)_{so} \right] + 1 \right) \cosh \left(\left(\frac{\pi}{2} \right) \left(\frac{W}{h} \right)_{se} \right) \left(\frac{S}{h} \right)_{so} \right] \right] \quad (2.7)$$

$$\frac{S}{h} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left[\frac{\cosh \left(\left(\frac{\pi}{2} \right) \left(\frac{W}{h} \right)_{se} \right) + \cosh \left(\left(\frac{\pi}{2} \right) \left(\frac{W}{h} \right)_{so} \right) - 2}{\cosh \left(\left(\frac{\pi}{2} \right) \left(\frac{W}{h} \right)_{so} \right) - \cosh \left(\left(\frac{\pi}{2} \right) \left(\frac{W}{h} \right)_{se} \right)} \right] \quad (2.8)$$

$$\epsilon_{r,eff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right], & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5}, & \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (2.10)$$

Las especificaciones de este trabajo, se muestran en la siguiente tabla:

	f_0	BW	Rizado Banda Paso Chebychev	N
FILTRO 1	10 GHz	10 %	0.5db	5
FILTRO 2	12 GHz	10 %	0.5db	5

TABLA 2.1. ESPECIFICACIONES DE LOS FILTROS.

A continuación, se muestran los pasos del diseño del filtro:

1. Se diseña el prototipo paso bajo a partir de los valores de la tabla de la respuesta Chebyshev 2.2.
2. Se pasa de elementos normalizados de los prototipos paso bajo a elementos LC para la frecuencia central deseada (10 GHz y 12 GHz).
3. A continuación, se buscan los valores J_n haciendo uso de los valores de la tabla Chebyshev para cada etapa con Ec. 2.2.
4. Se calculan las impedancias par e impar con Ec. 2.3.
5. A continuación, se determinan las relaciones W/h de una línea microstrip. Con Ec. 2.4, se obtienen las dimensiones de las líneas acopladas que presentan sus impedancias par e impar. Con las ecuaciones de diseño de la microstrip Ec. 2.5, se calculan las relaciones de aspecto de los modos par e impar: $(W/h)_{se}$ $(W/h)_{so}$

6. El siguiente paso es calcular las relaciones de aspecto S/h y W/h de cada etapa de las líneas acopladas por medio de Ec. 2.7 y Ec. 2.8
7. Finalmente, la longitud de onda λ_g se calcula una vez se ha obtenido ϵ_{eff} , por medio de Ec. 2.9, por lo que la longitud del resonador es: $l = \frac{\lambda_g}{4}$

Respuesta igual rizado 0.5dB ($g_0=1, \omega_c=1$)									
N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9
	g_{10}	g_{11}							
1	0.6986	1.0000							
2	1.4029	0.7071	1.9841						
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000					
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841				
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	0.7058	1.0000			
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841		

TABLA 2.2. VALOR DE LOS ELEMENTOS NORMALIZADOS DEL PROTOTIPO PASO BAJO. ENMARCADOS LOS VALORES NECESARIOS.

En la siguiente tabla, se muestran los resultados obtenidos para un diseño de un filtro de 5 etapas de líneas acopladas con sustrato Rogers RO4003C con espesor 0.878 mm, que será el sustrato que se usará.

n	g_n	$z_0 * J_n$	$Z_{0EVENn}(\Omega)$	$Z_{0ODDn}(\Omega)$	W/H	S/H	$W(mm)$	$S(mm)$
1	1.7058	0.3035	69.78	39.43	1.7977	0.2478	1.4615	0.2015
2	1.2296	0.1085	56.01	45.16	2.1769	1.1373	1.7698	0.9246
3	2.5408	0.0890	54.85	45.95	2.1976	1.3835	1.7866	1.1248
4	1.2296	0.0890	54.85	45.95	2.1976	1.3835	1.7866	1.1248
5	1.7058	0.1085	56.01	45.16	2.1769	1.1373	1.7698	0.9246
6	1.0000	0.3035	69.78	39.43	1.7977	0.2478	1.4615	0.2015

TABLA 2.3. VALORES DEL DISEÑO DEL FILTRO DE 5 ETAPAS DE LÍNEAS ACOPLADAS CON SUSTRATO ROGERS RO4003C.

2.2. Diseño de los filtros

2.2.1. Diseño de los filtros en tecnología microstrip

Como se ha ido contando a la largo de este capítulo, la arquitectura que se utilizará para el diseño de los filtros, será el de líneas paralelas acopladas. Debido a la alta selectividad que poseen, se ha elegido que la respuesta de los filtros sea de tipo Chebyshev.

En la tabla 2.3, se muestran los resultados del diseño de un filtro de líneas paralelas acopladas de orden 5 para un sustrato Rogers RO4003C.

Como los valores obtenidos de W y S no cumplían con los requisitos exigidos, se ha procedido a realizar un proceso de ajuste, basado en la optimización de dichas variables eligiendo unas metas de diseño con el programa AWR Design Environment®. Este programa es un simulador de tipo circuital y se utilizará para realizar el diseño inicial de los filtros, ya que realiza cálculos muy rápido. En la figura 2.5 y figura 2.6, se puede comprobar las metas que se han usado y las variables a optimizar para este trabajo:

Fig. 2.5. Objetivos a alcanzar para el filtro 10GHz.

Document	Element	ID	Parameter	Value	Tune	Optimize	Constrained	Lower	Upper	St
paso banda acoplado	MSUB	SUB1	Er	3.38	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
paso banda acoplado	MSUB	SUB1	H	0.812	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
paso banda acoplado	MSUB	SUB1	T	0.035	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
paso banda acoplado	MSUB	SUB1	Rho	1	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
paso banda acoplado	MSUB	SUB1	Tand	0.001	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
paso banda acoplado	PORT	P2	Z	50	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
paso banda acoplado	PORT	P1	Z	50	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>			
paso banda acoplado	EQN		Lon	3.83060976017718	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	1	6	
paso banda acoplado	EQN		S2	0.787897183210109	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	0.2	1.2	
paso banda acoplado	EQN		W3	1.59820109263554	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	1	4	
paso banda acoplado	EQN		S3	1.00369222271544	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	0.2	1.3	
paso banda acoplado	EQN		W1	1.19354598194919	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	1.1	4	
paso banda acoplado	EQN		W2	1.64937699872837	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	1	4	
paso banda acoplado	EQN		S1	0.200450035465448	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	0.2	0.8	

Fig. 2.6. Variables que se modifican para optimizar.

Una vez hecho esto, para empezar el proceso de optimización, se define un número de iteraciones y se comprueba que el coste de dicha optimización es bajo como se puede observar en la figura 2.7.

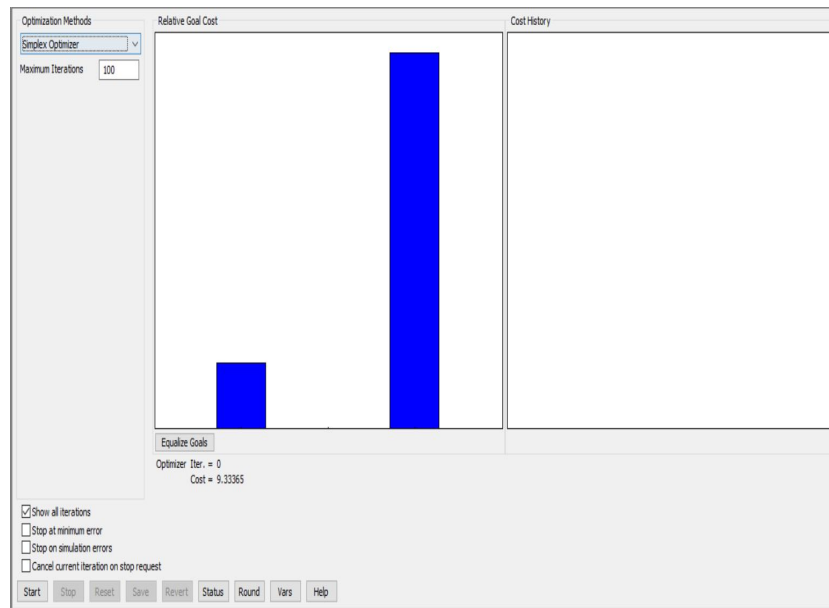


Fig. 2.7. Iteraciones realizadas para el proceso de optimización.

En la figura 2.8, se puede ver como el diseño cumple con las especificaciones para los filtros de 10 GHz y 12 GHz y en la figura 2.9, se encuentran los esquemáticos de los filtros tecnología microstrip diseñados con AWR®:

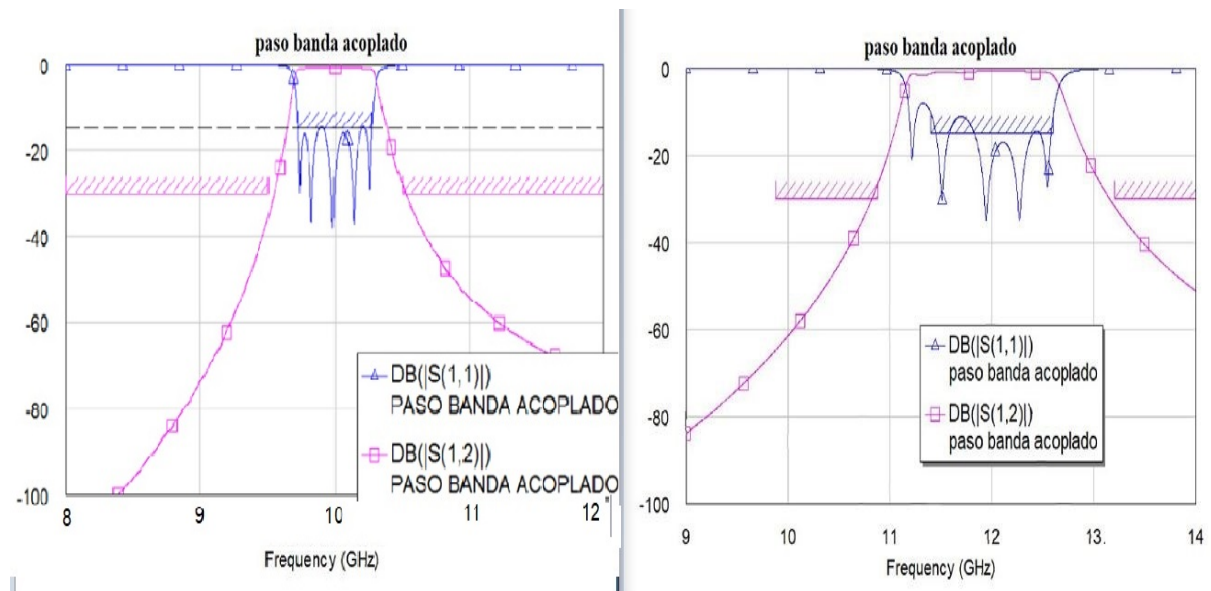
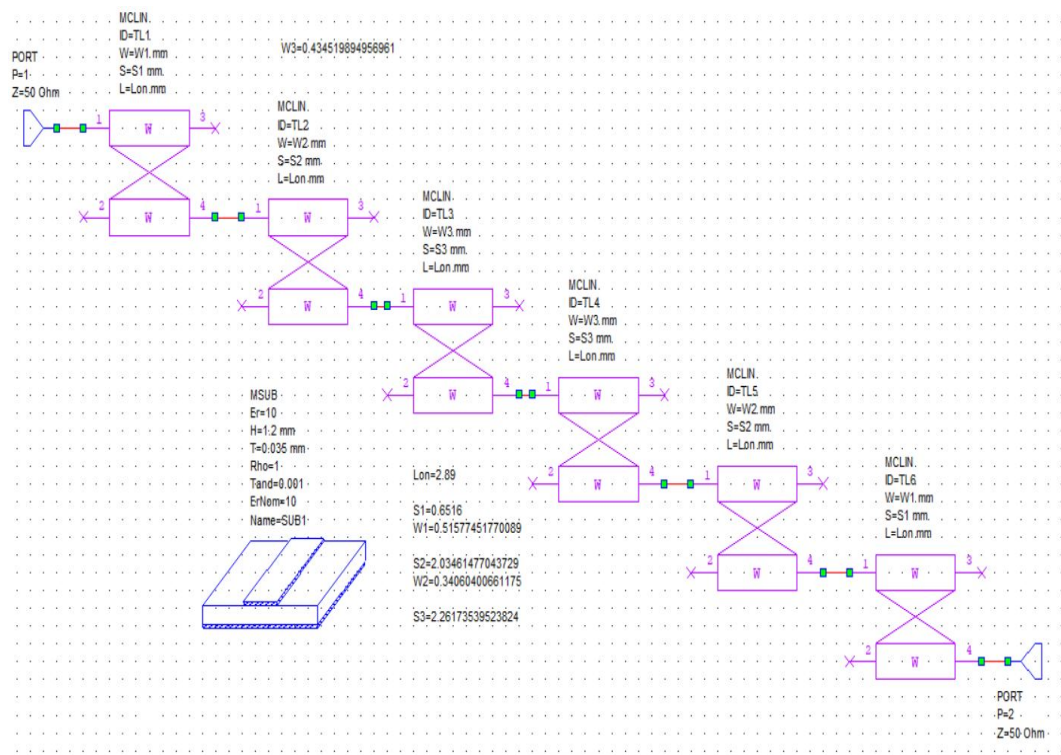
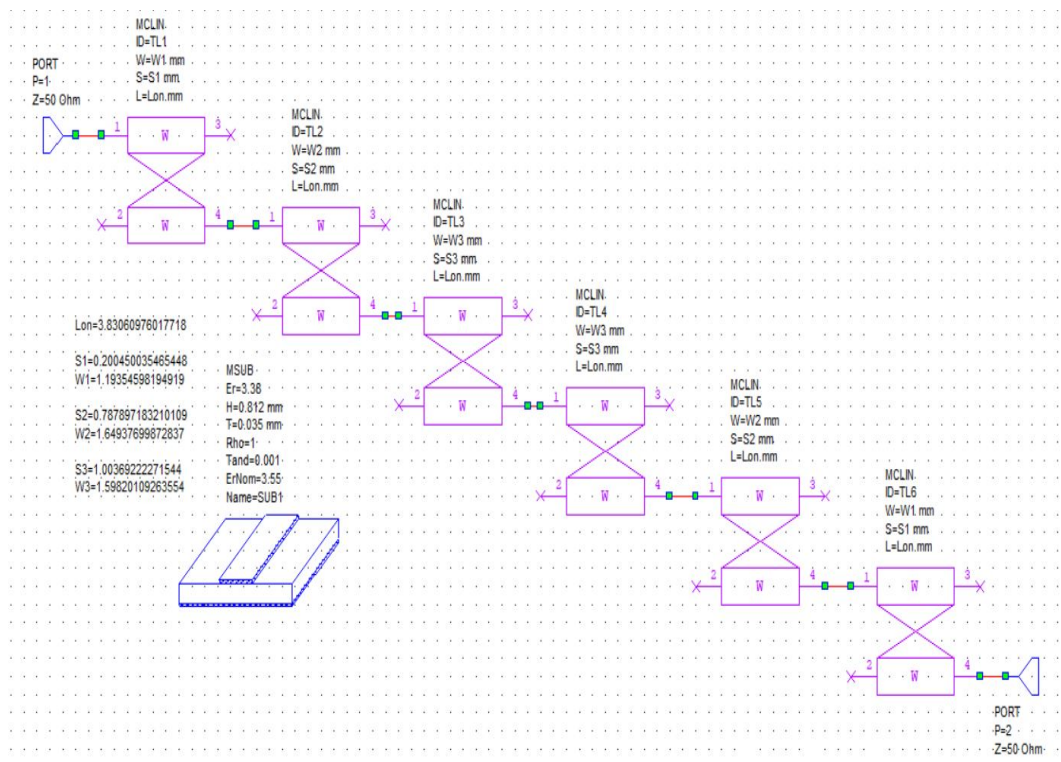


Fig. 2.8. Simulaciones con AWR®. Filtros paso banda (a) 10GHz (b) 12GHz



(a)

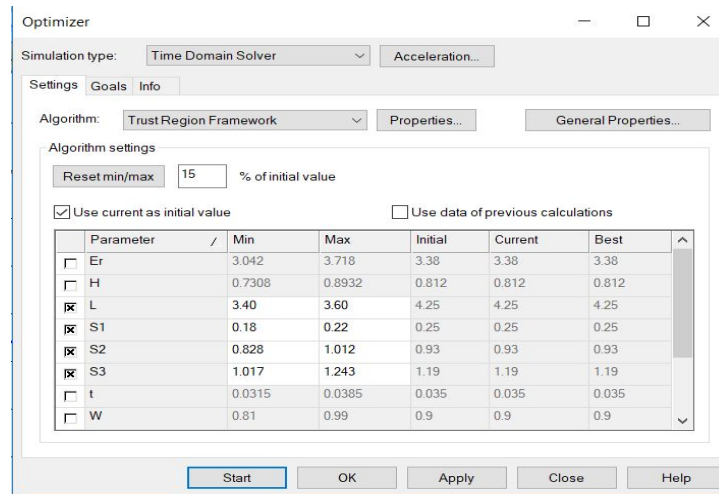


(b)

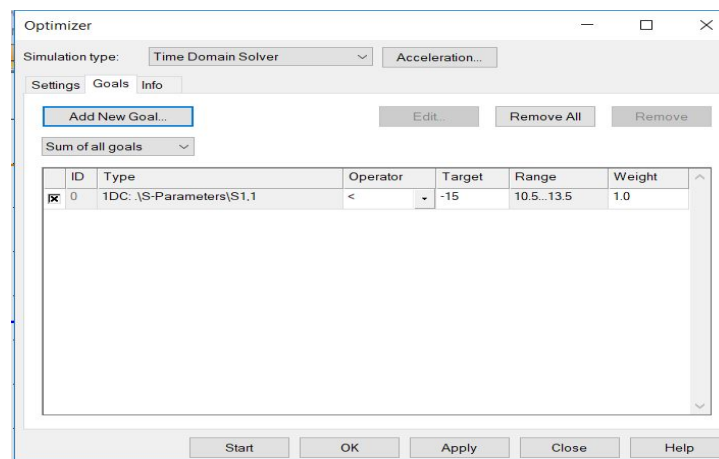
Fig. 2.9. Esquemático en AWR® de los filtros: (a) 10GHz (b) 12GHz, en tecnología microstrip (Dimensiones en mm).

2.2.2. Simulación de los filtros en tecnología microstrip

Una vez se han diseñado los filtros con el programa AWR®, el siguiente paso es simular y optimizar los filtros con el programa CST Microwave Studio®. Este programa es un simulador de onda completa y por tanto, dará unos resultados menos aproximados y mucho más cercanos al comportamiento real. La simulación se llevó a cabo mediante el dominio del tiempo (FIT con mallado hexaédrico) y la optimización se realizó de la siguiente manera:



(a)



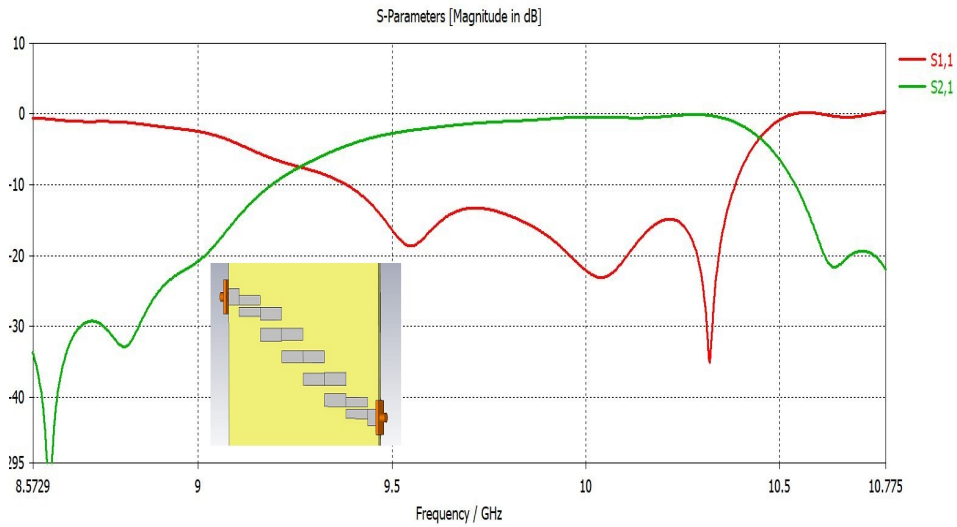
(b)

Fig. 2.10. Método de optimización en CST Microwave Studio®

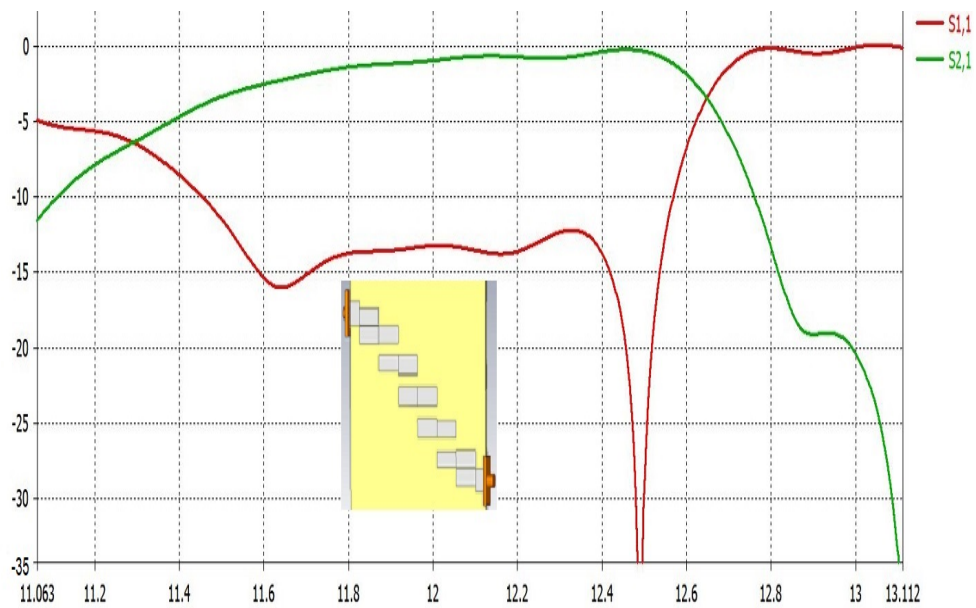
Como se puede ver en la figura 2.10 (a), al igual que se hizo en el programa AWR Desing Enviroment®, hay que seleccionar las variables que se quieren optimizar incluyendo sus máximos y sus mínimos valores. A continuación, como se muestra en (b), se seleccionan los objetivos a cumplir en el diseño.

Finalmente, tras la optimización, se simularon los dos filtros, el de 10GHz y el de 12GHz, obteniendo los siguientes resultados (ver figuras 2.11 a y b):

Se observa que el filtro a 10 GHz tiene un ancho de banda que va desde 9.4 GHz a 10.4 GHz mientras que el filtro a 12 GHz tiene un ancho de banda que va desde 11.4 GHz a 12.6 GHz. En cuanto a las pérdidas de inserción dentro de la banda, van desde -5 dB a -2 dB a 10 GHz y desde $-3,5$ dB a -1 dB a 12 GHz.



(a)



(b)

Fig. 2.11. Simulación de filtros paso banda para (a) 10 GHz y (b) 12 GHz.

3. AMC: ARTIFICIAL MAGNETIC CONDUCTOR

Como se ha comentado en capítulos anteriores, el mayor inconveniente del tipo de antena que se va a utilizar es que radia hacia atrás. Para solucionar este problema, se va a utilizar un sistema AMC, conductores magnéticos artificiales. Su uso consiste en colocar una placa PEC, conductor eléctrico perfecto, y el AMC a una distancia menor a $\lambda/4$ tal y como se puede apreciar en la siguiente figura:

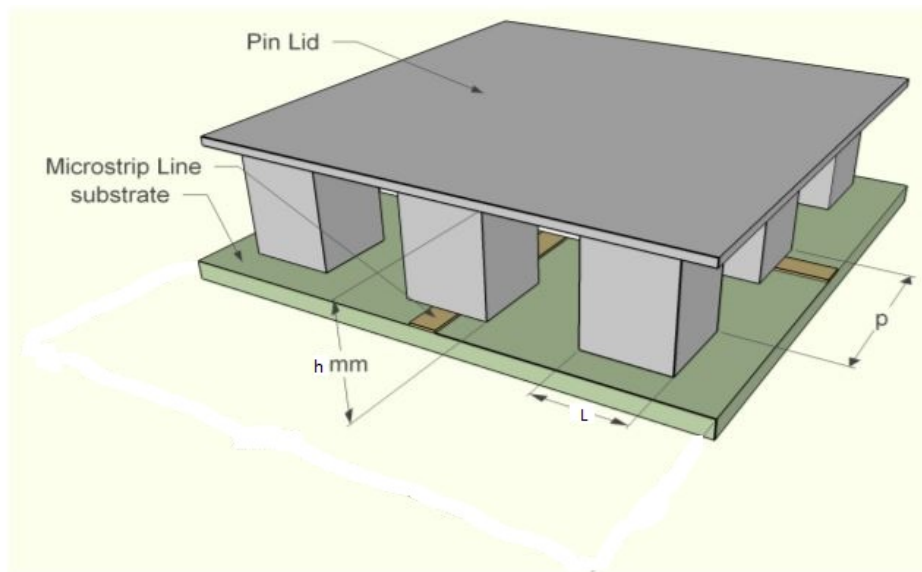


Fig. 3.1. AMC implementado con una estructura de pines [6].

3.1. Estudio del sistema AMC: Bed Of Nails

En este capítulo se va a presentar el diseño del AMC. Lo ideal sería poder hacer uso de un PMC, conductor magnético perfecto, ya que este sistema eliminaría completamente la radiación "hacia atrás", pero este material no existe en la naturaleza. Por tanto, se van a utilizar estructuras periódicas de pines, que va a intentar parecerse lo más posible a un PMC.

El objetivo de este sistema, es pasar de un cortocircuito (PEC) a un circuito abierto (PMC). La estructura periódica de pines que se va a usar es la llamada **bed of nails** [7].

Para realizar esta estructura, se debe de contar con los siguientes componentes:

- PEC: Lámina de metal sobre el que se colocan los pines.
- Pines: Se colocan de forma periódica.
- Gap: Separación entre el circuito y los pines, rellena de aire.

A continuación se realizará un estudio modificando cada uno de los componentes para comprobar como cambia la banda de frecuencias prohibidas. Para ello, se establecen unos valores iniciales de forma aleatoria:

Altura Pin	3 mm
Lado Pin	1 mm
Periodo Pin	2 mm
Gap Pin	1 mm

TABLA 3.1. VALORES INICIALES DE LA ESTRUCTURA PERIÓDICA DE PINES.

Una vez definidos los parámetros, se procede mediante simulación, la obtención del diagrama de dispersión:

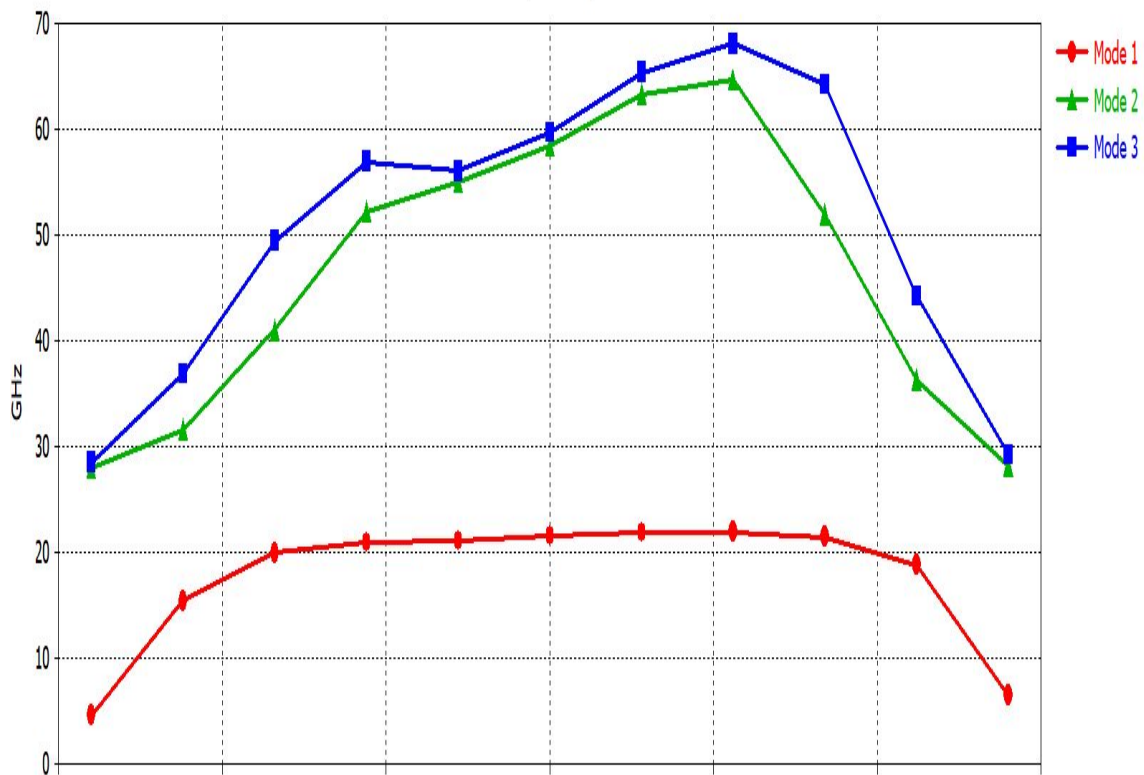


Fig. 3.2. Diagrama de dispersión para los valores iniciales.

La figura anterior muestra el diagrama de dispersión (β) para los valores iniciales que se le han asignado. Como se puede apreciar, las frecuencias prohibidas están a una frecuencia en la cual no sirve para este trabajo, ya que es necesario que la banda de frecuencias prohibidas estén entre 9.5 GHz y 12.5 GHz. Por tanto, se realizará un estudio variando cada una de los componentes de la bed of nails, para comprobar como varía esta zona de frecuencias prohibidas y conseguir que las frecuencias que se usan en este trabajo (10 y 12 GHz), estén dentro de esta zona.

■ Variación de la altura del pin:

- Altura = 6 mm

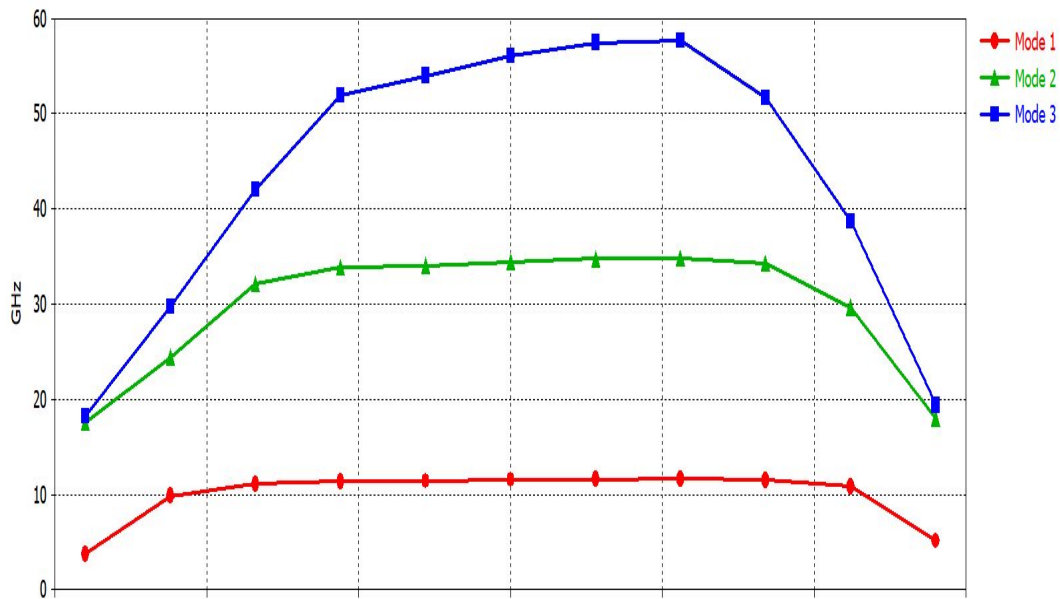


Fig. 3.3. Diagrama de dispersión para altura = 6 mm.

- Altura = 10 mm

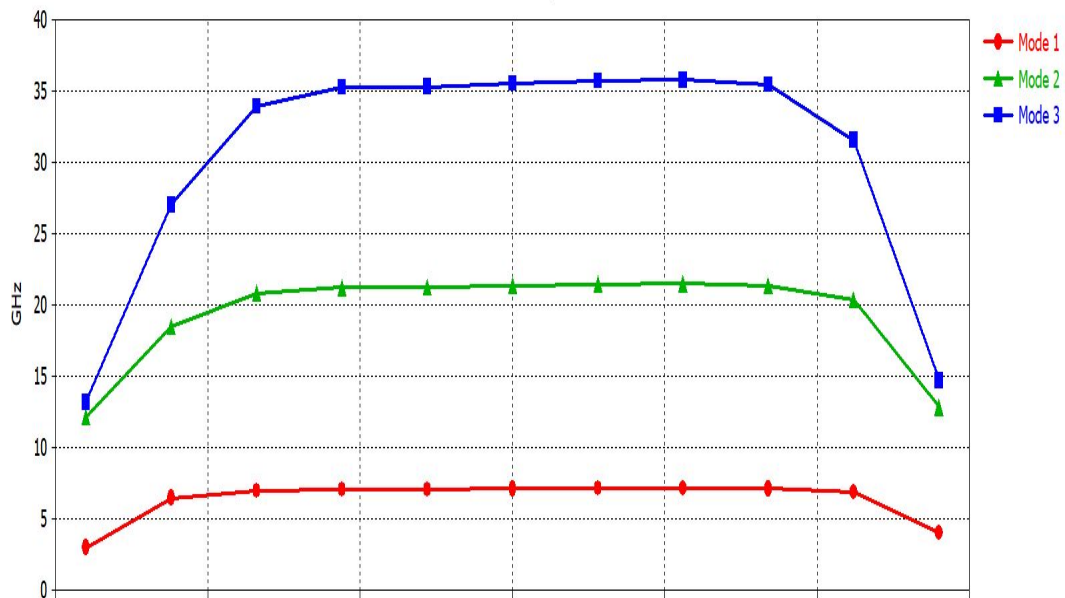


Fig. 3.4. Diagrama de dispersión para altura = 10 mm.

Como se puede observar en las figuras 3.3 y 3.4, a mayor altura del pin, se tiene unos modos más bajos y también una zona de banda prohibida más pequeña. Por lo que se puede afirmar que la altura de los pines, es uno de las variables importantes a modificar para obtener la zona de bandas prohibidas que se necesita.

■ Variación del lado del pin:

- lado = 2 mm

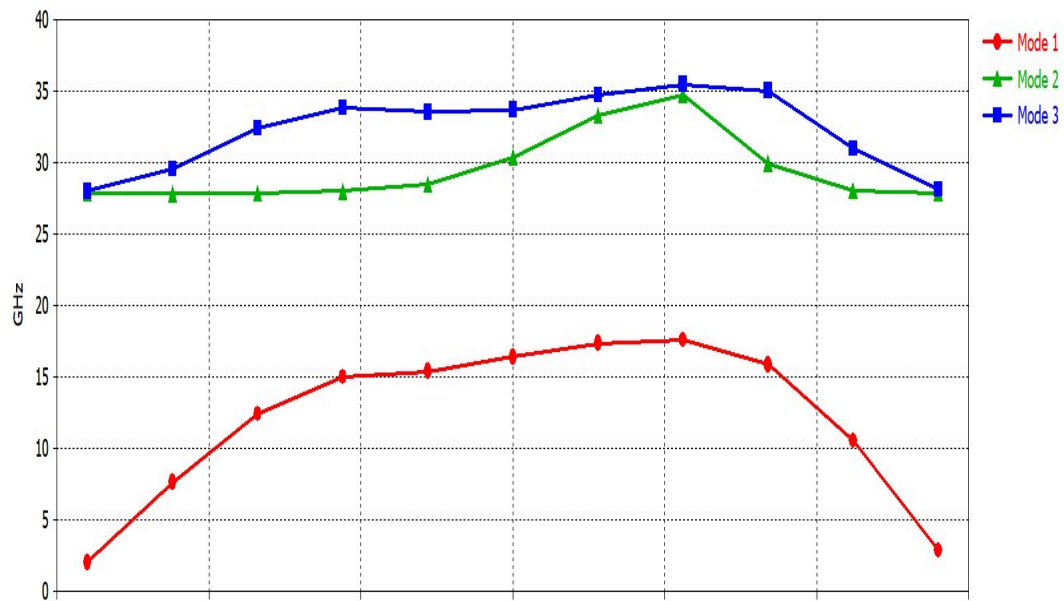


Fig. 3.5. Diagrama de dispersión para lado = 2 mm.

- lado = 3 mm

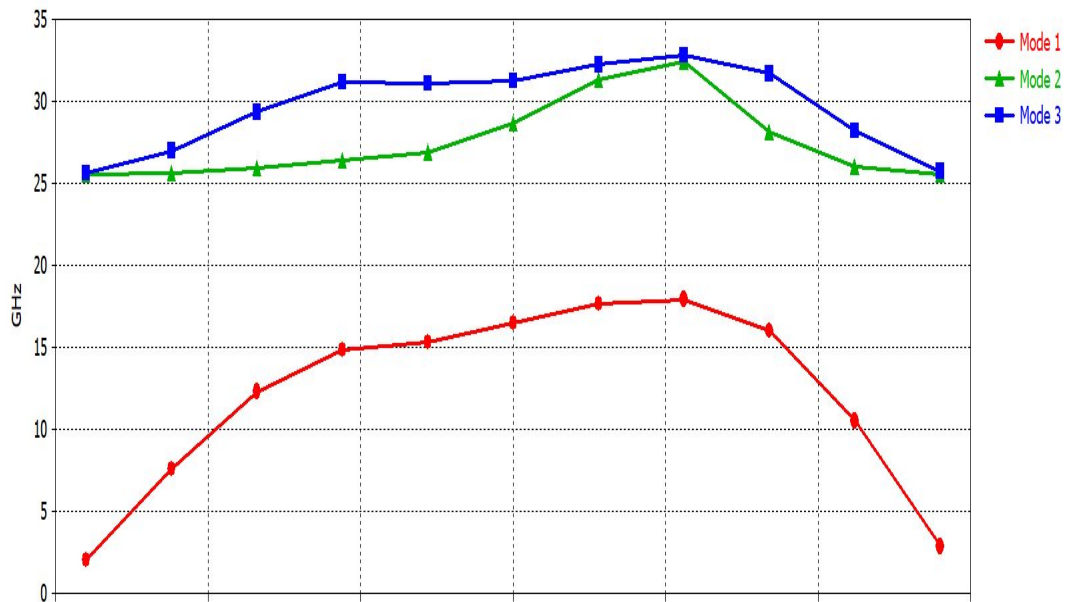


Fig. 3.6. Diagrama de dispersión para lado = 3 mm.

Como se puede observar en las figuras 3.5 y 3.6, a mayor lado del pin, la banda superior de frecuencias prohibidas, baja levemente, sin embargo la banda inferior de frecuencias prohibidas, no varía en absoluto. Se puede apreciar, como cuanto menor sea el lado del pin, mayores son las frecuencias que componen la banda de zonas prohibidas.

■ Variación del gap del pin:

- gap = 0.5 mm

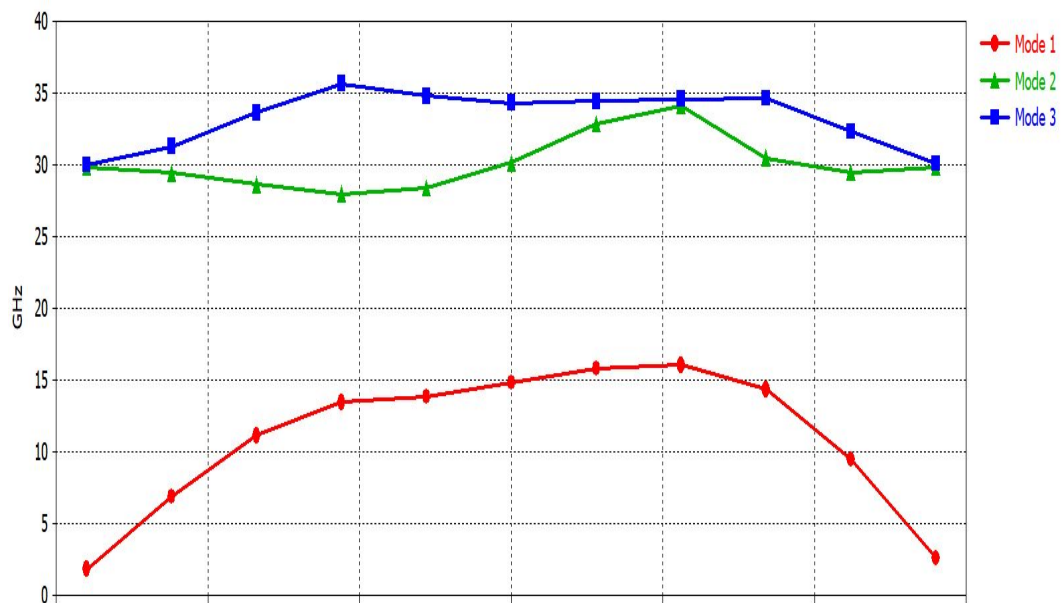


Fig. 3.7. Diagrama de dispersión para gap = 0.5 mm.

- gap = 2 mm

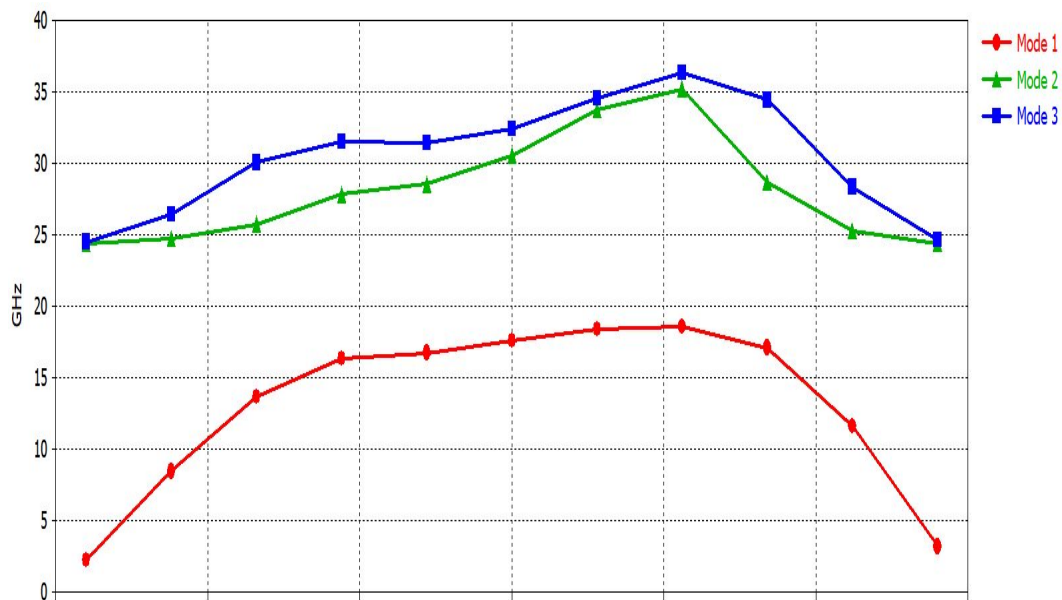


Fig. 3.8. Diagrama de dispersión para gap = 2 mm.

Como se puede observar en las figuras 3.7 y 3.8, a mayor gap entre los pines y el circuito, menor es la banda de zonas prohibidas. También se puede ver que la frecuencia inferior de la zona prohibida es ligeramente mayor y que la frecuencia superior de la zona prohibida es menor cuando el gap es más grande.

■ Variación del periodo de los pines:

- Periodo = 3 mm

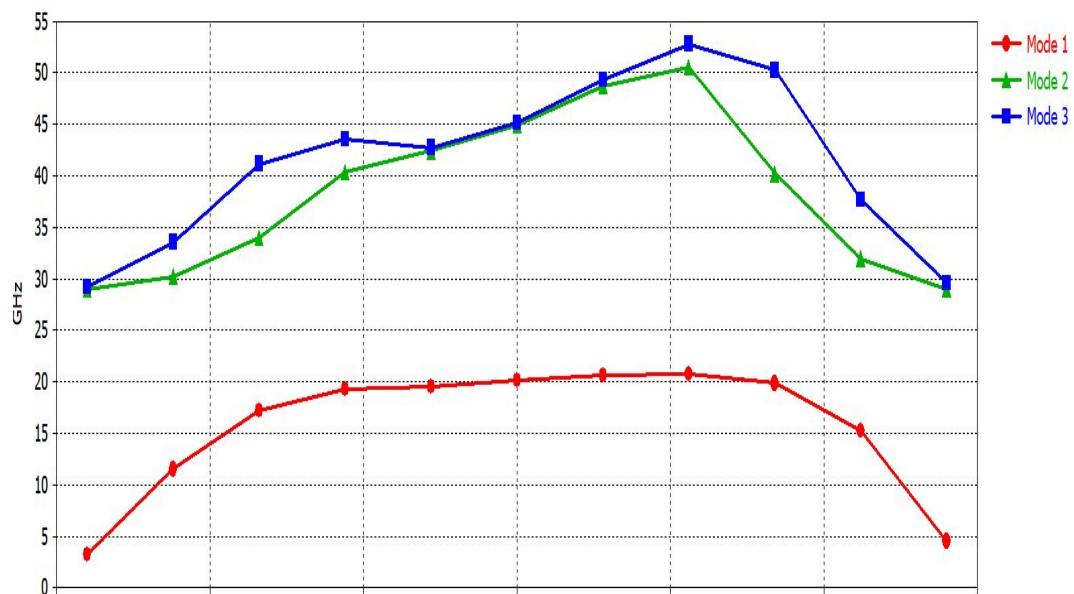


Fig. 3.9. Diagrama de dispersión para un periodo entre pines = 3 mm.

- Periodo = 8 mm

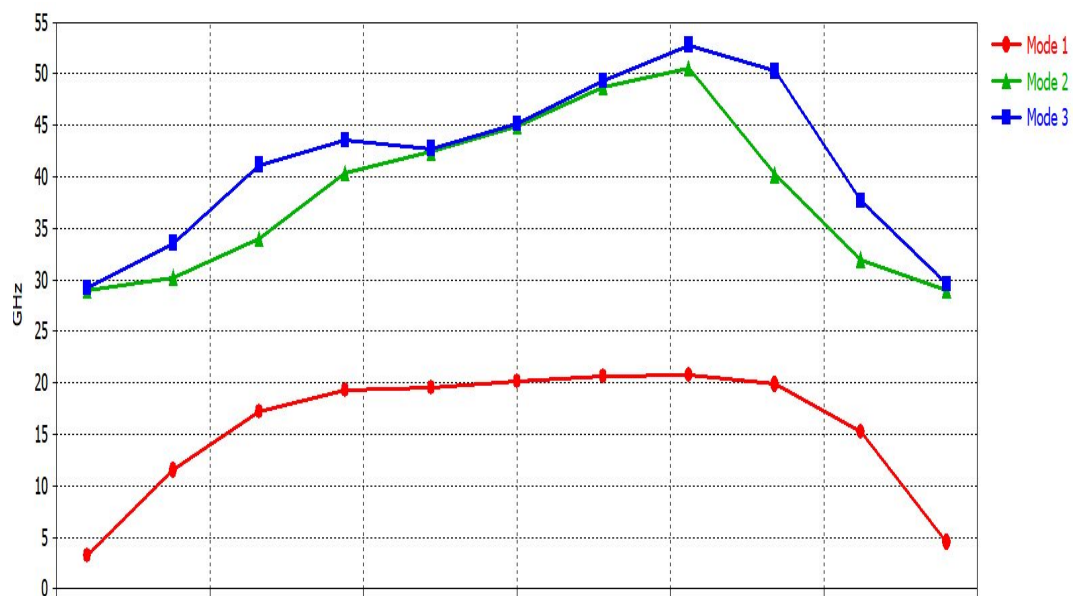


Fig. 3.10. Diagrama de dispersión para un periodo entre pines = 8 mm.

Como se puede observar en las figuras 3.9 y 3.10, apenas hay variación entre las bandas prohibidas superior e inferior cuando se modifica el periodo de pines. Este parámetro afectará muy poco a la hora de conseguir la banda de zonas prohibidas que se quiere.

Finalmente, observando las variaciones que sufre el diagrama de dispersión variando la altura, gap, periodo y lado de los pines, se han obtenido las mejores medidas para cada uno de los componentes que forman los pines que se van a utilizar para realizar la función del AMC. Los resultados se pueden ver en la siguiente tabla:

Altura Pin	7 mm
Lado Pin	2 mm
Periodo Pin	5 mm
Gap Pin	1 mm

TABLA 3.2. VALORES FINALES DE LA ESTRUCTURA PERIÓDICA DE PINES.

En la figura 3.11, se puede observar el resultado final de la estructura periódica de pines que se va a utilizar en este trabajo:

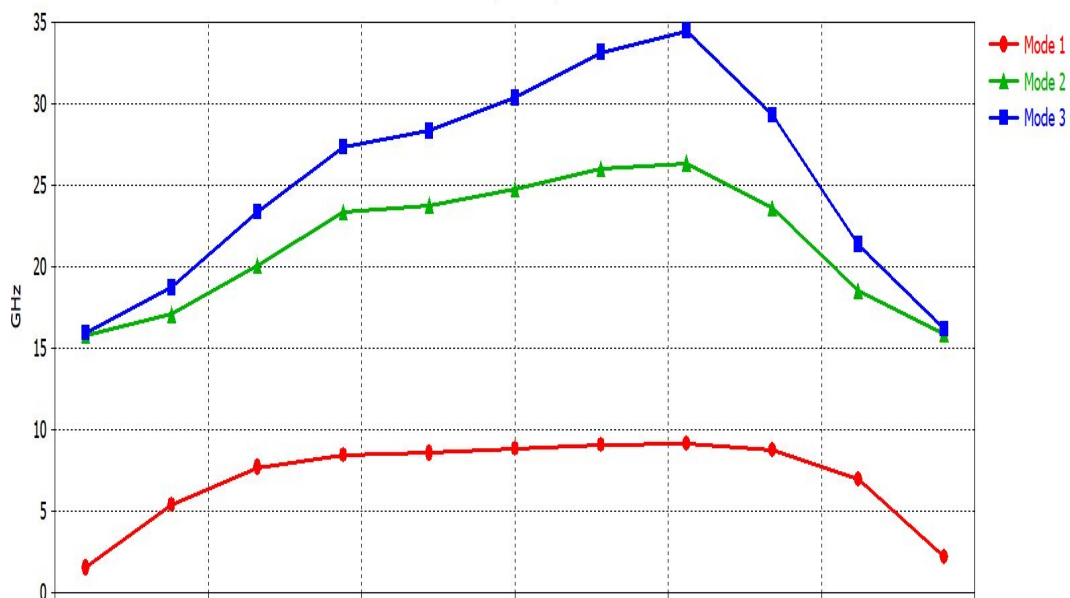


Fig. 3.11. Diagrama de dispersión para los valores finales.

Como se puede apreciar, la banda superior está por encima de 12 GHz y la banda inferior está por debajo de 10 GHz, que son las frecuencias que se quiere que estén en la banda de zona prohibida. Por tanto, esta estructura periódica, es la que se va a utilizar a partir de ahora tanto para el diseño de la antena como para el diseño final.

4. DISEÑO DEL DIPLEXOR

4.1. Divisor de potencia

4.1.1. Fundamentos teóricos

Un divisor de potencia es un dispositivo que divide la potencia de entrada entre n salidas, generalmente de forma ecuánime. En este capítulo, se van a estudiar las uniones de tres guías, ya que son las que más se usan. La matriz de dispersión S , es la que caracteriza a un divisor de tres puertos, que constara de nueve elementos [16]

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Las uniones de tres guías, presentan las siguientes características:

- Si el dispositivo es pasivo y recíproco, también será simétrico: $S_{ij} = S_{ji}$
- Si se quiere que el dispositivo esté adaptado en todos sus puertos: $S_{ii} = 0$
- Si se quiere que el dispositivo sea sin pérdidas, debe cumplir: $S \cdot S^t = I$

En la práctica, no es posible obtener un dispositivo que cumpla con las características mencionadas. Por tanto, será necesario no cumplir con alguna de las características para poder realizar el diseño del dispositivo.

Como lo que se quiere obtener es un divisor de potencia, bastaría con no cumplir la condición de adaptación en uno de sus puertos, es decir, dos puertos adaptados y uno desadaptado (puerto 1), quedando la matriz de de dispersión así:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Uniones en T

David M. Pozar [16], expone que las uniones en T, son divisores de potencia de tres puertos (dos de los puertos están adaptados), recíproco, y sin pérdidas. Una de sus ventajas es que se puede utilizar en varias tecnologías como coaxial, guía de ondas y líneas microstrip. Su representación se muestra en la figura 4.1:

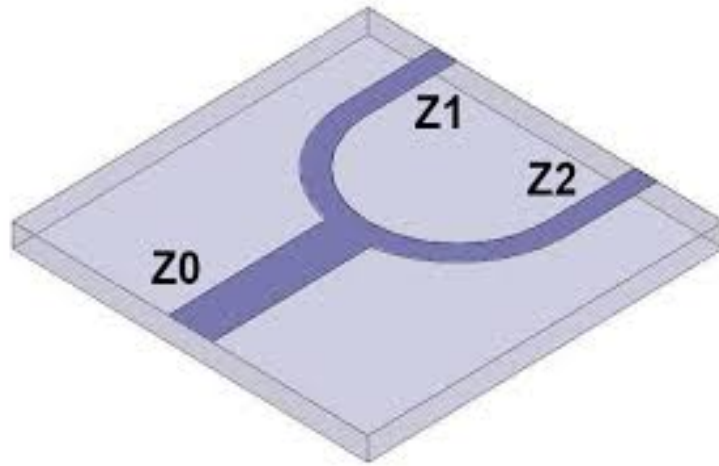


Fig. 4.1. Forma de una unión T en tecnología microstrip [13]

Si se quiere que el divisor de potencia esté adaptado a la impedancia de la línea, se tiene:

$$Y_{IN} = jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (4.3)$$

Y si además, se toman las líneas sin pérdidas y el valor de B se desprecia, lo que se obtiene es:

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (4.4)$$

Para obtener un divisor de 3 dB, basta con que la potencia de salida sea la misma para ambos puertos, es necesario que $Z_1 = Z_2$.

Uniones en Y

Las uniones en Y son parecidas a las uniones en T, pero tienen algunas características, que las hacen muy diferentes. En la figura 4.2, se puede observar como es una unión Y:

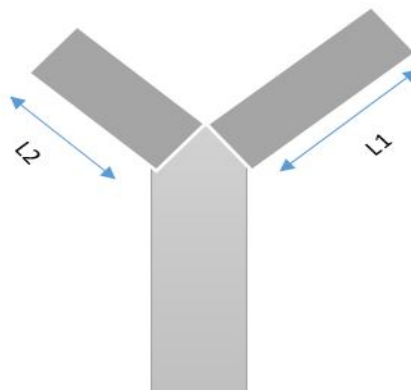


Fig. 4.2. Forma de una unión Y.

Una unión Y de tres puertos, recíproca y sin pérdidas tiene un coeficiente de reflexión mínimo, cuando se cierra uno de sus puertos con una carga reactiva que se sitúa a una distancia L :

$$L(f) = \frac{\varphi - \theta}{2\beta} + \frac{\pi}{\beta}n \quad (4.5)$$

Divisor Wilkinson

Un divisor Wilkinson, es un tipo de divisor de potencia de tres puertos, tal y como se representa en la figura 4.3

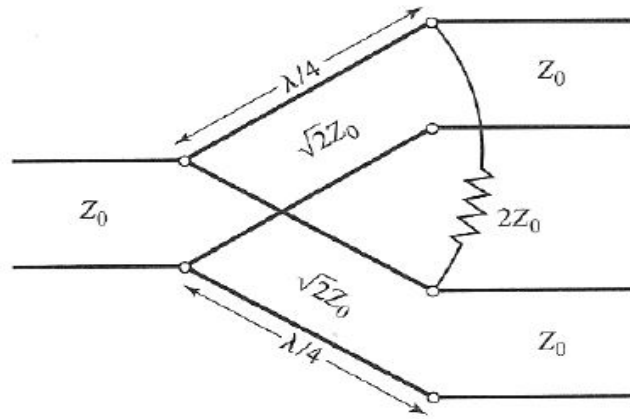


Fig. 4.3. Divisor de potencia Wilkinson [16].

Tal y como se ha indicado en el apartado anterior, una red de tres puertos pasiva (4.6), recíproca (4.7) y sin pérdidas (4.8), no puede estar adaptada en todos sus puertos ($S_{ii} = 0$).

$$S_{ii} < 1 \quad (4.6)$$

$$S_{ij} < 1$$

$$S_{21} = S_{12}$$

$$S_{31} = S_{13}$$

$$S_{23} = S_{32}$$

(4.7)

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 + |S_{23}|^2 = 1$$

$$|S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 + |S_{33}|^2 = 1$$

(4.8)

Sin embargo, en el divisor Wilkinson, se consigue adaptar todos sus puertos gracias a la impedancia de valor $2Z_0$, por la que no circula corriente y esto hace mantener la condición de reciprocidad. Es necesario cargar los puertos con la impedancia Z_0 , porque si no, parte de la potencia reflejada sería absorbida por la resistencia y otra parte iría por la puerta de entrada y no se tendría potencia en las puertas de salida.

Su estudio puede realizarse, gracias a su simetría, por medio del análisis par-impar. Como se puede ver en la figura 4.4, los puertos 2 y 3 quedan aislados.

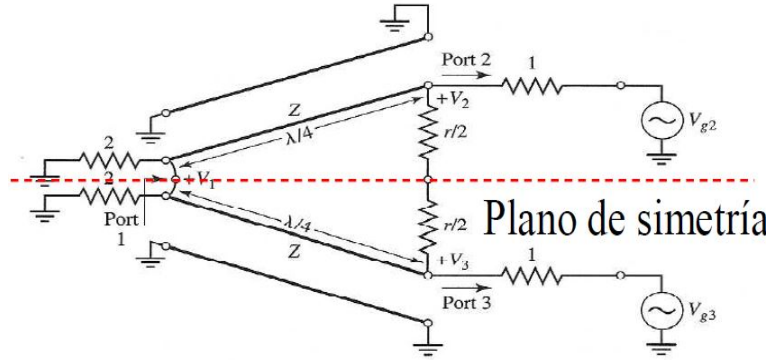


Fig. 4.4. Divisor Wilkinson con plano de simetría[16].

A raíz de este estudio, se obtiene si matriz de parámetros S (4.9):

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

4.1.2. Diseño del divisor de potencia

La topología que se ha usado para realizar este trabajo ha sido la unión en Y. Se ha decidido por este tipo de unión, ya que permite aislar los puertos de salida entre sí. Para su diseño, se situó el puerto 1 a una distancia $\lambda_c/4$ de los otros puertos con frecuencia central de 11 GHz y con una anchura de $W_2 = \sqrt{50 * 25}$. A continuación, van los brazos de la unión. Debido a su discontinuidad, mediante optimización se subsana, con una muesca entre ambos brazos. El objetivo marcado para la optimización, es lograr que el parámetro S_{11} esté por debajo de -10 dB entre las bandas de frecuencia de 10 GHz y 12 GHz, o lo que es lo mismo, una mínima reflexión en el puerto 1. En la figura 4.5, se muestra el diseño del divisor de potencia. La longitud de la línea de entrada del puerto 1 no es decisivo a la hora de conseguir la reflexión mínima en las bandas de frecuencias ya mencionadas.

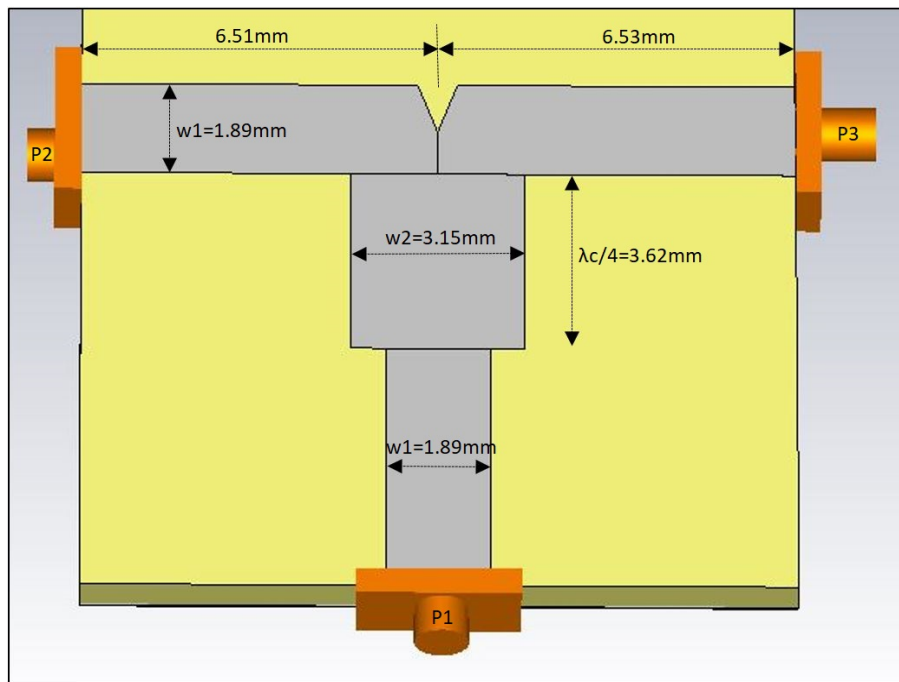


Fig. 4.5. Dimensiones del divisor de potencia.

Gracias a la calculadora que trae incorporada el programa CST Studio Suite®, se pudo obtener de forma sencilla, w_1 y w_2 , que son las anchuras de las líneas de $50\ \Omega$ y $35.35\ \Omega$ respectivamente. En la figura 4.6, se muestra la calculadora de anchuras que tiene este programa. Hay que poner los parámetros de frecuencia, espesor, anchura de la línea y permitividad eléctrica.

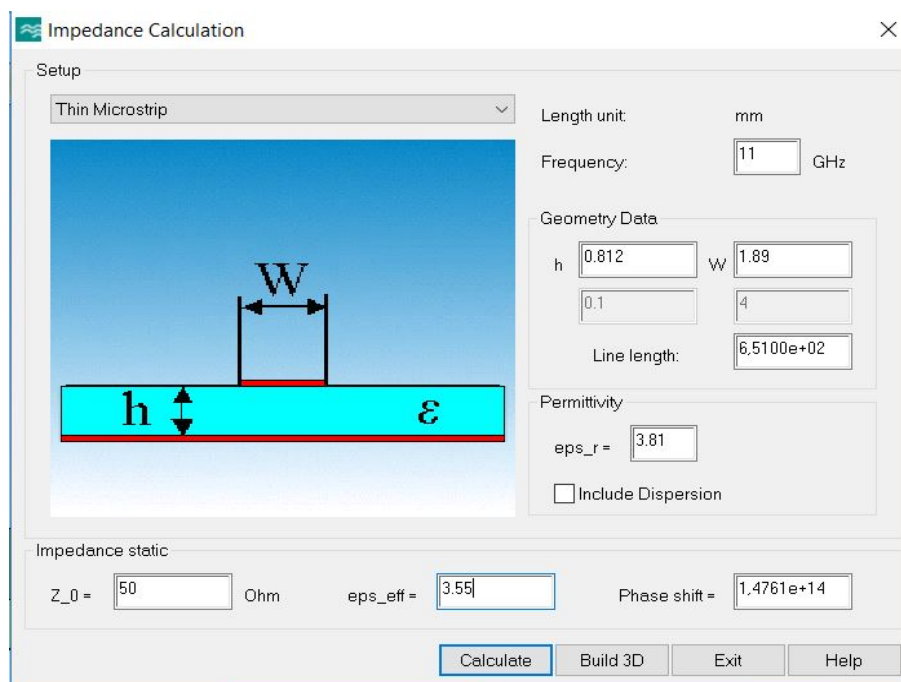


Fig. 4.6. Método para obtener las anchuras de las líneas.

En la figura 4.7 se muestra el parámetro S_{11} en la que se consiguió que estuviese por debajo de -10 dB en las bandas deseadas, y en la figura 4.8, se muestra como la potencia se reparte por igual en los puertos 2 y 3 (aproximadamente -3 db) siendo las pérdidas de inserción en 10 GHz y 12 GHz superiores a -3 dB.

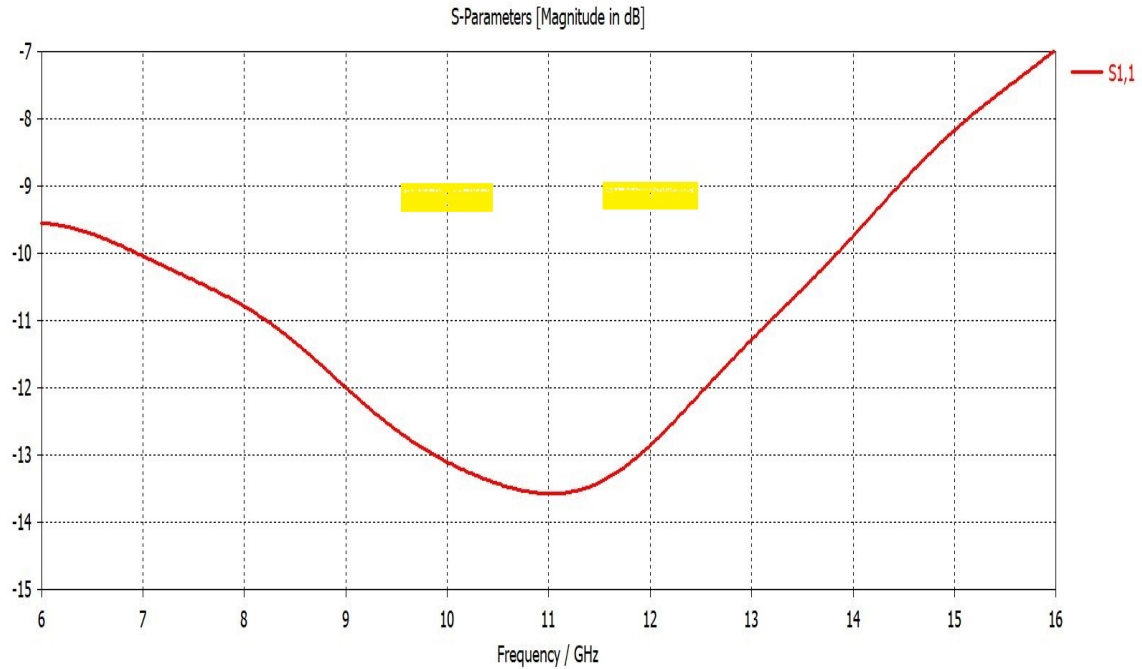


Fig. 4.7. Parámetro S_{11} del divisor de potencia.

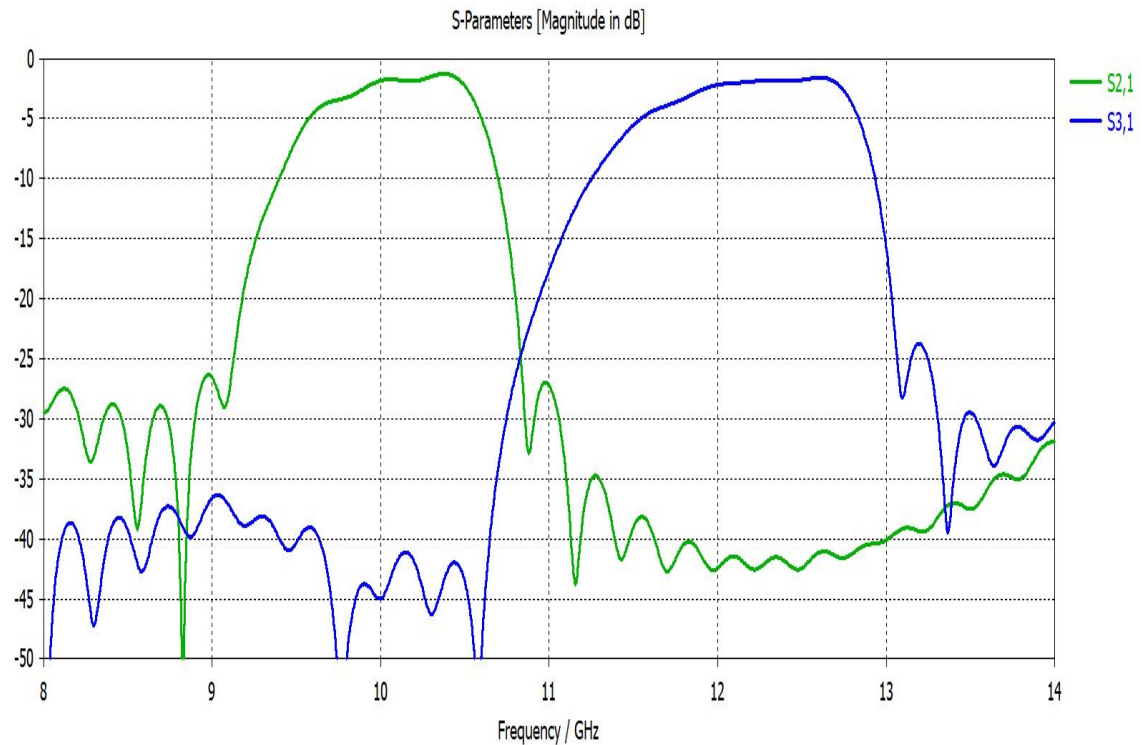


Fig. 4.8. Parámetros S_{21} y S_{31} del divisor de potencia.

4.2. Integración en el circuito

Una vez diseñado el divisor de potencia, se procede a su integración junto a los filtros diseñados en el capítulo 2. La rama izquierda del divisor, será para el filtro de 10 GHz, y la rama de la derecha, para el filtro de 12 GHz. En la figura 4.9, se puede ver el diseño del diplexor con los dos filtros:

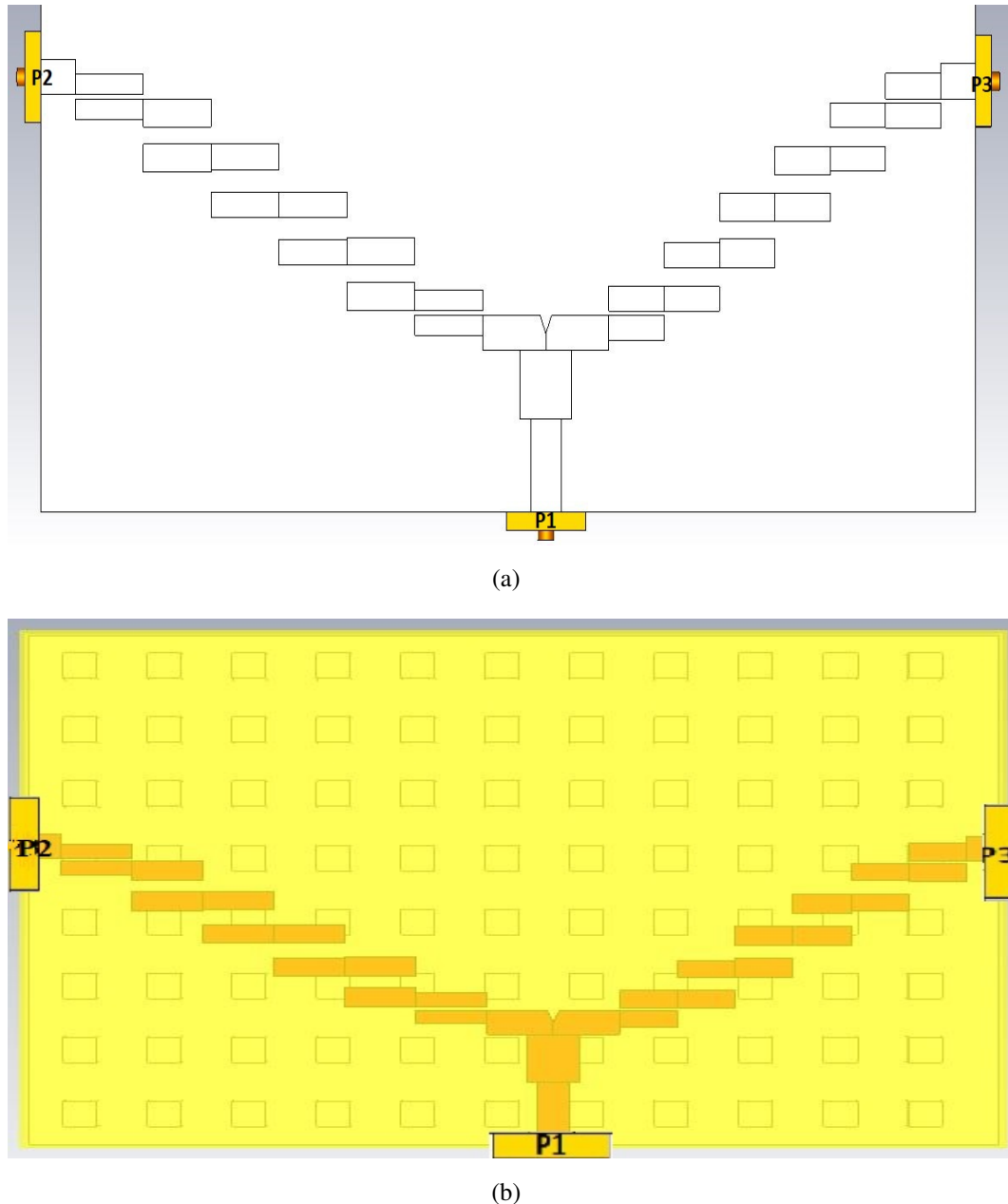
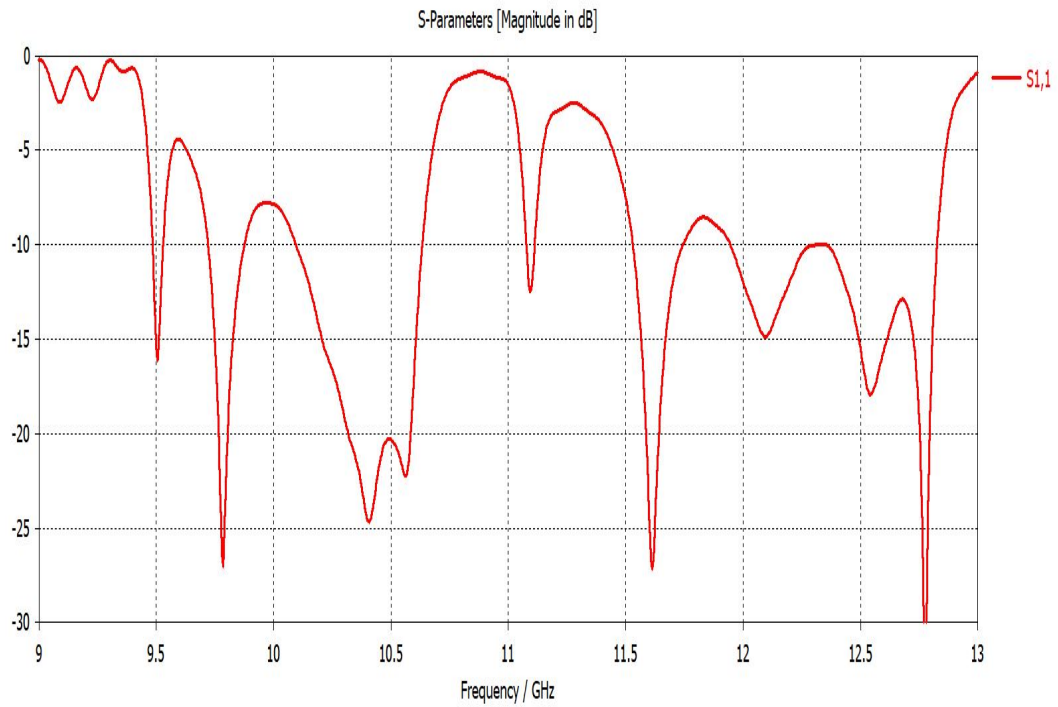


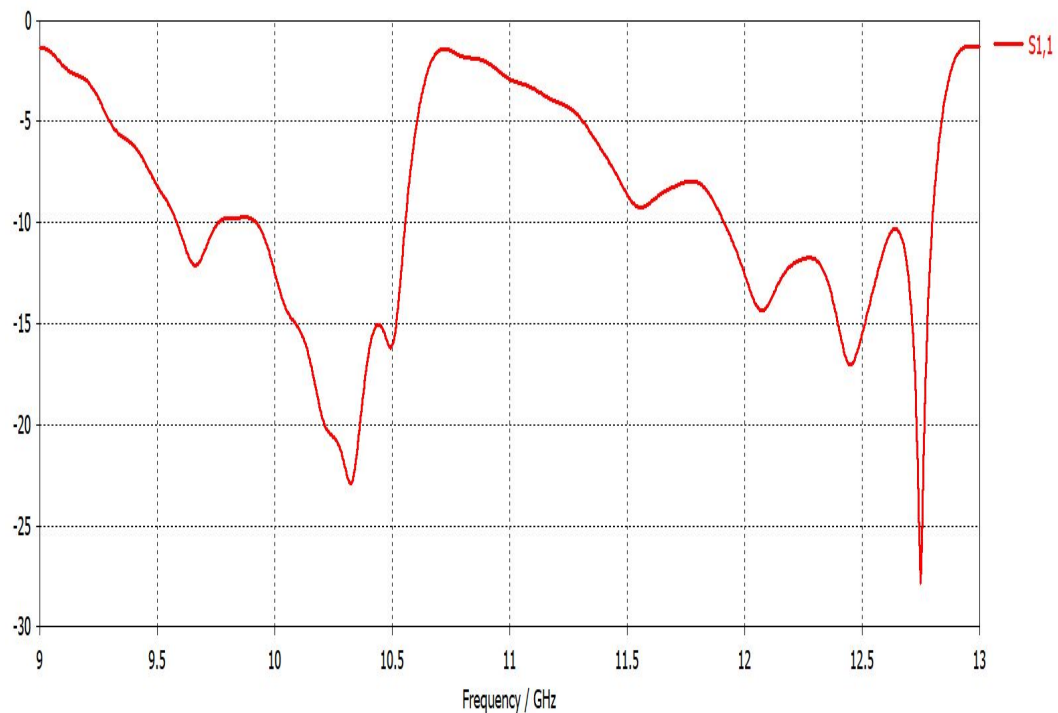
Fig. 4.9. Diseño del diplexor con los filtros. (a) Sin Bed of Nails, (b) Con Bed of Nails.

Este diplexor se ha simulado con el programa CST Studio Suite ®. A la hora de realizar el diseño, se ha considerado que a partir de -10 dB, se tiene un buen nivel de adaptación. La figura 4.10 muestra el parámetro S_{11} con y sin el AMC, donde se puede apreciar que el AMC es necesario, ya que proporciona un mejor nivel de adaptación en el

puerto 1 para las dos frecuencias de trabajo, 10 GHz y 12 GHz.



(a)

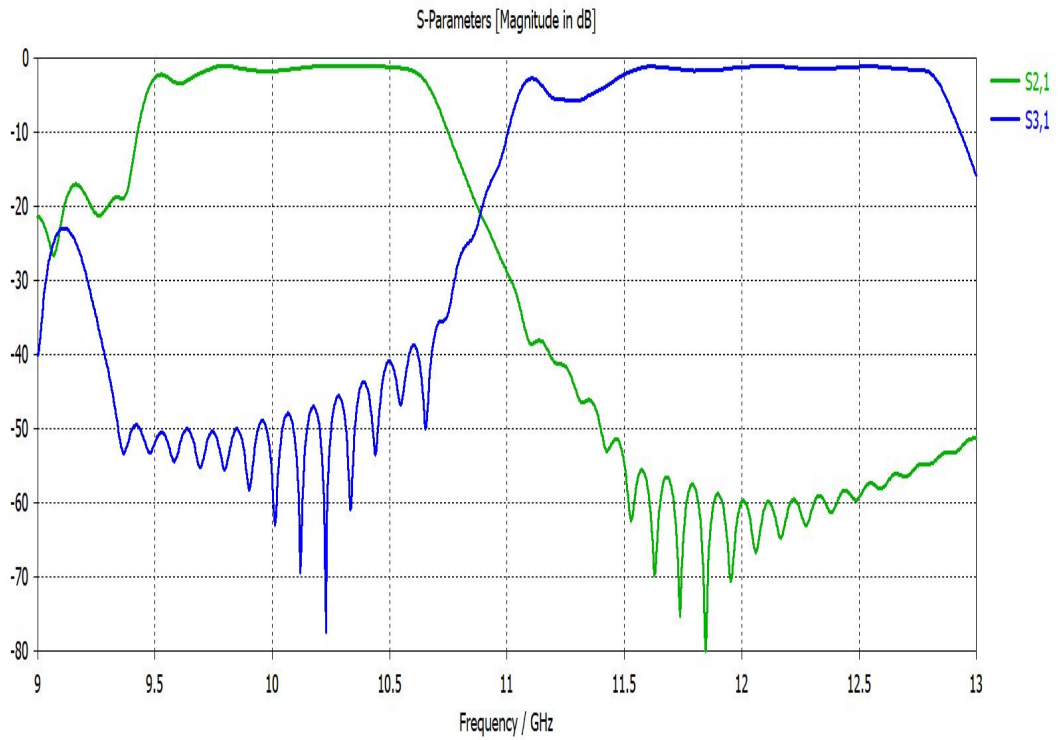


(b)

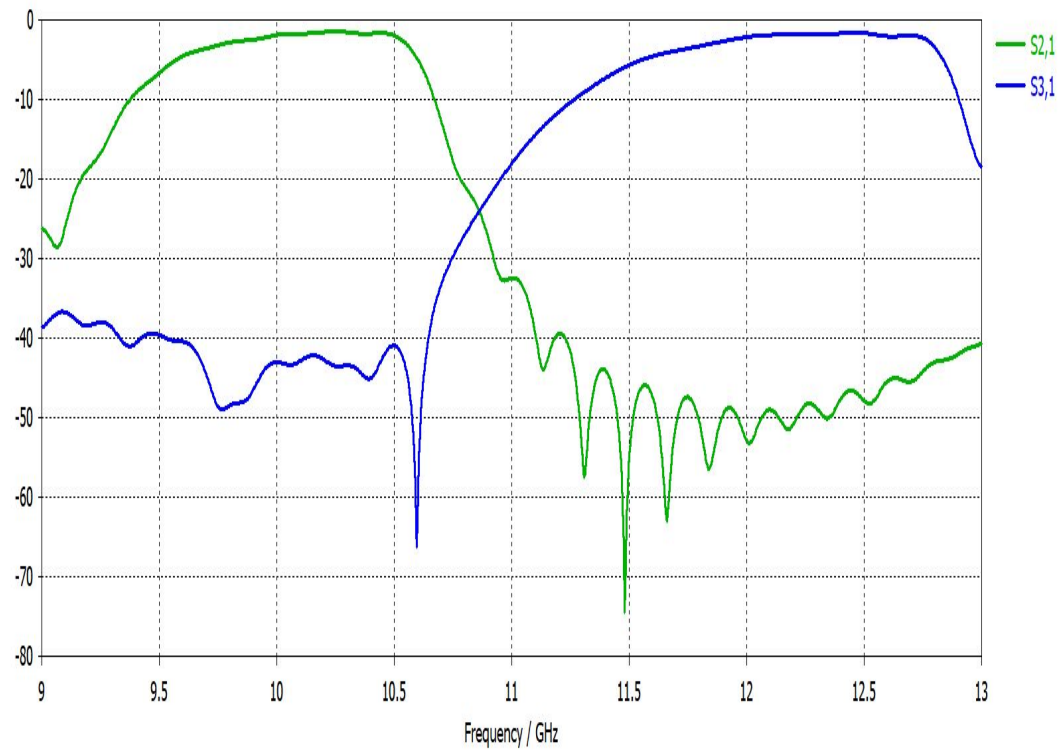
Fig. 4.10. Parámetro S_{11} del diplexor. (a) con el efecto del AMC, (b) sin el efecto del AMC.

La figura 4.11, muestra la transmisión a través de los filtros. Se puede observar como en las frecuencias deseadas, 10 GHz y 12 GHz, se obtiene una señal transmitida de

aproximadamente -3 dB sin el efecto del AMC, y de -1 dB con el efecto del AMC.



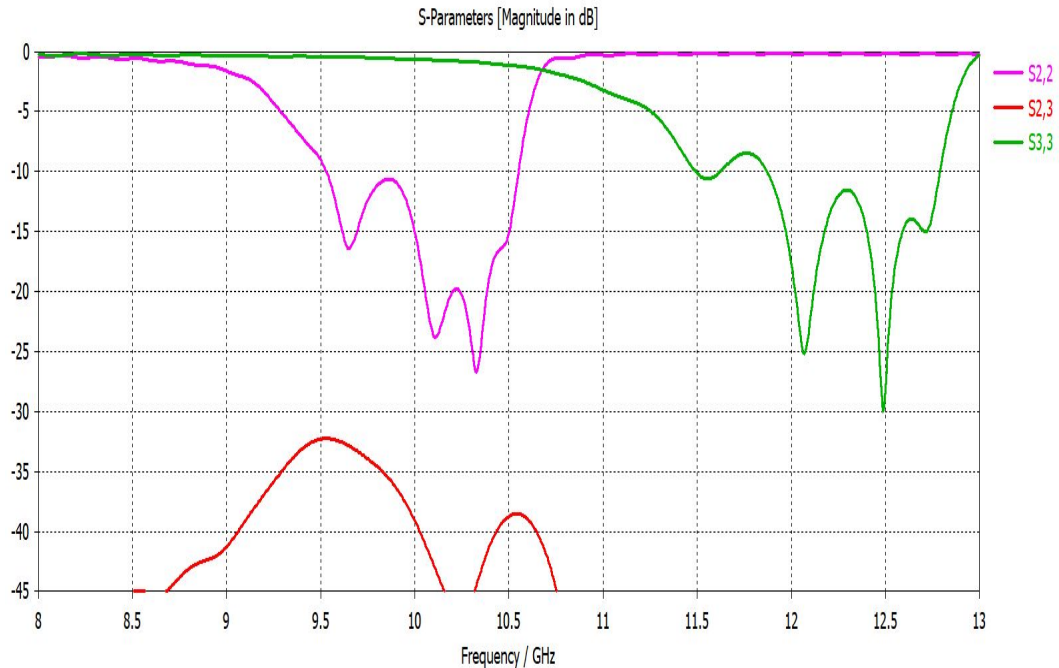
(a)



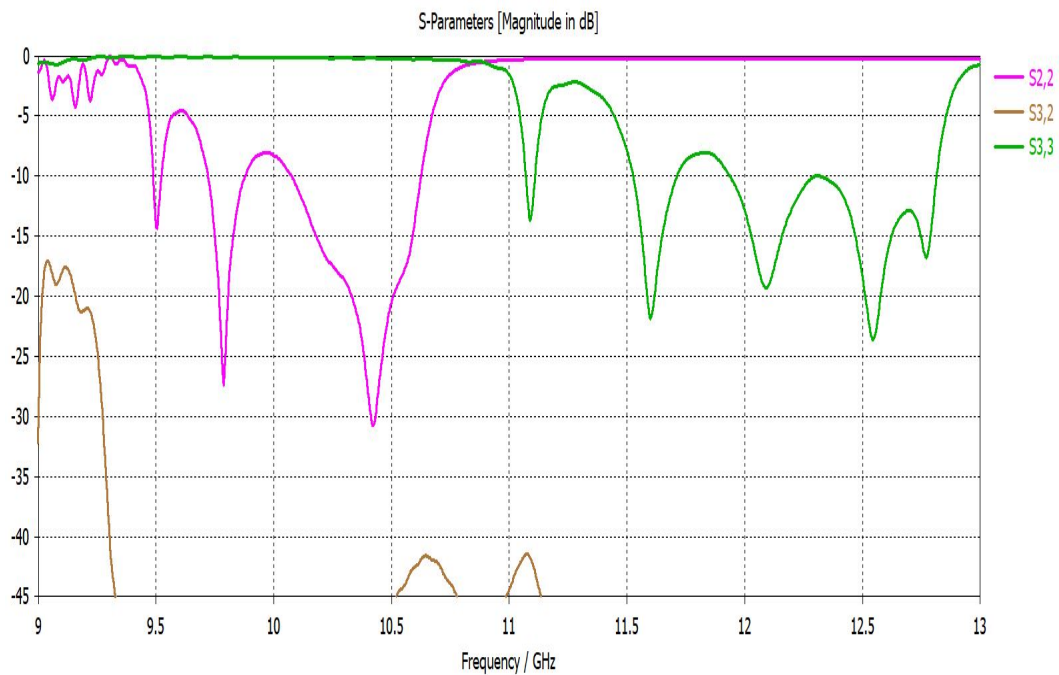
(b)

Fig. 4.11. Parámetros S_{21} y S_{31} del diplexor.(a) Con el efecto del AMC, (b) Sin el efecto del AMC.

Por último, en la figura 4.12, se encuentran simulados los parámetros S_{23} , S_{22} y S_{33} del diplexor. En esta figura, se puede ver que se obtiene unos buenos niveles de adaptación gracias al efecto del AMC, en los puertos 2 y 3 en las frecuencias de 10 GHz y 12 GHz. También se puede observar, como se obtiene un buen nivel de aislamiento entre ambos puertos (por debajo de -30 dB en la banda deseada).



(a)



(b)

Fig. 4.12. Parámetros S_{32} , S_{22} y S_{33} del diplexor.(a) Con el efecto del AMC, (b) Sin el efecto del AMC.

5. DISEÑO DE LA ANTENA

5.1. Requisitos de la antena

Para el tipo de diseño que se va a crear, a frecuencias de microondas, el tipo de antena que mejor se adapta a este sistema es la antena de ranura o slot con alimentador en forma de T. Además, la antena tiene que ser de banda ancha ya que se quiere que radie para las dos frecuencias, 10 GHz y 12 GHz siendo precisamente la forma de T del alimentador, lo que confiere la característica de banda ancha. En este trabajo se busca que el ancho de banda relativo sea de al menos el 10 %, es decir, obtener un coeficiente de reflexión $S_{11} < -10$ dB entre 9,5 GHz y 12,5 GHz. El objetivo es lograr algo lo más parecido posible a la figura 5.1:

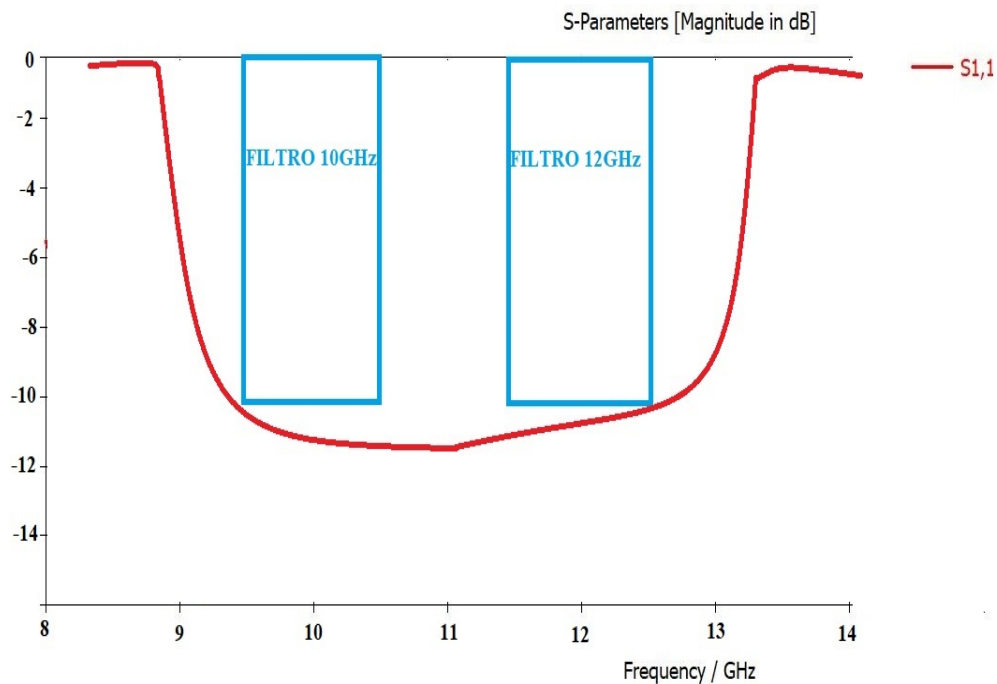


Fig. 5.1. Especificaciones de la antena.

5.2. Diseño de antena alimentador en T

Para realizar este diseño, se ha tomado como base las medidas del sistema creado por A. Zaman and P. Kildal. en tecnología Ridge Gap Waveguide de [5] y se han adaptado para este trabajo. Para ello, primero se centra la banda en una frecuencia central de 11 GHz. Una vez establecido, mediante optimización se ajustan el resto de parámetros hasta obtener un parámetro S_{11} menor a -10 dB entre 9.5 GHz y 12.5 GHz. La antena se diseñó como indica la figura 5.2.

Durante la optimización, los parámetros que más incidencia tuvieron fueron: L_{antena} y W_{antena} , que son los parámetros que forman la ranura, es decir su largo y su ancho. Pero también influyeron mucho L_{ant} y por encima de todos la posición donde se coloca la ranura.

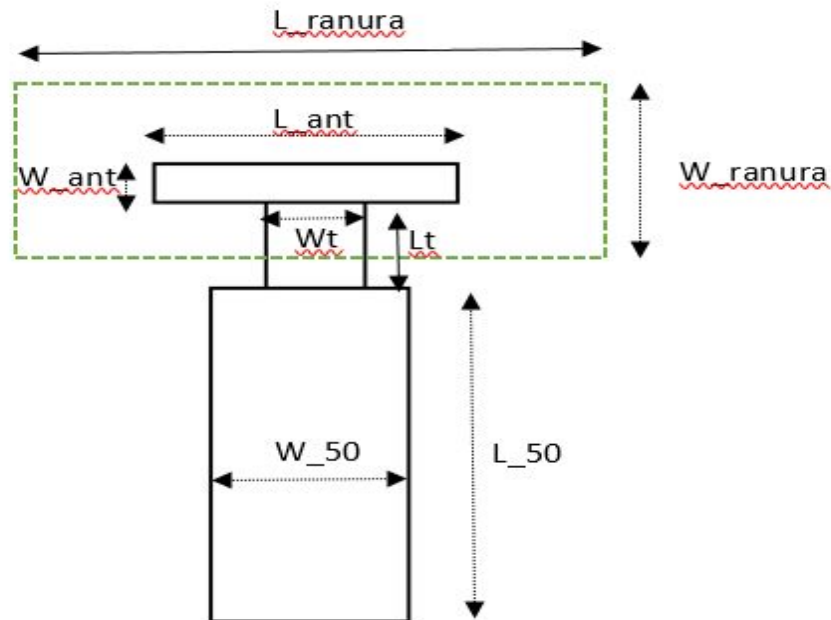


Fig. 5.2. Elementos de la antena a diseñar.

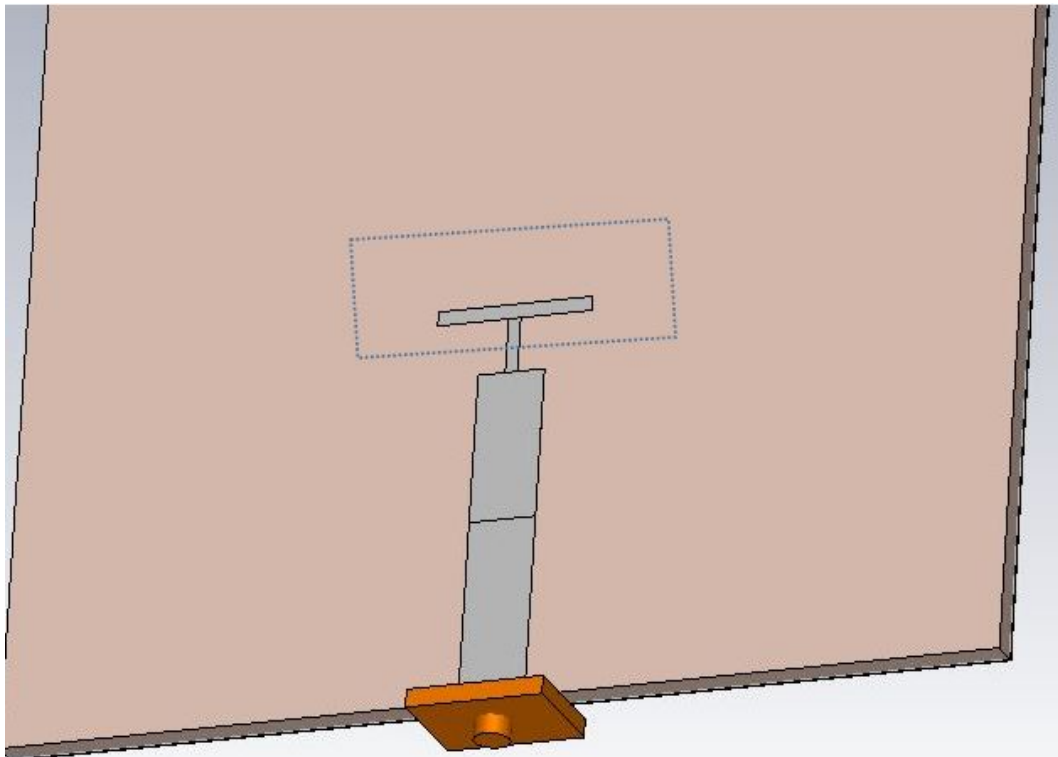


Fig. 5.3. Diseño de la antena en T con los parámetros optimizados.

En la figura 5.4, se puede observar la ventana previa a la optimización donde se han seleccionado los parámetros más relevantes para conseguir que el parámetro S_{11} esté por debajo de -10 dB entre 9.5 GHz y 12.5 GHz. El parámetro llamado $slot_a$, es el encargado de posicionar la ranura en cualquier punto del eje Y que se desee.

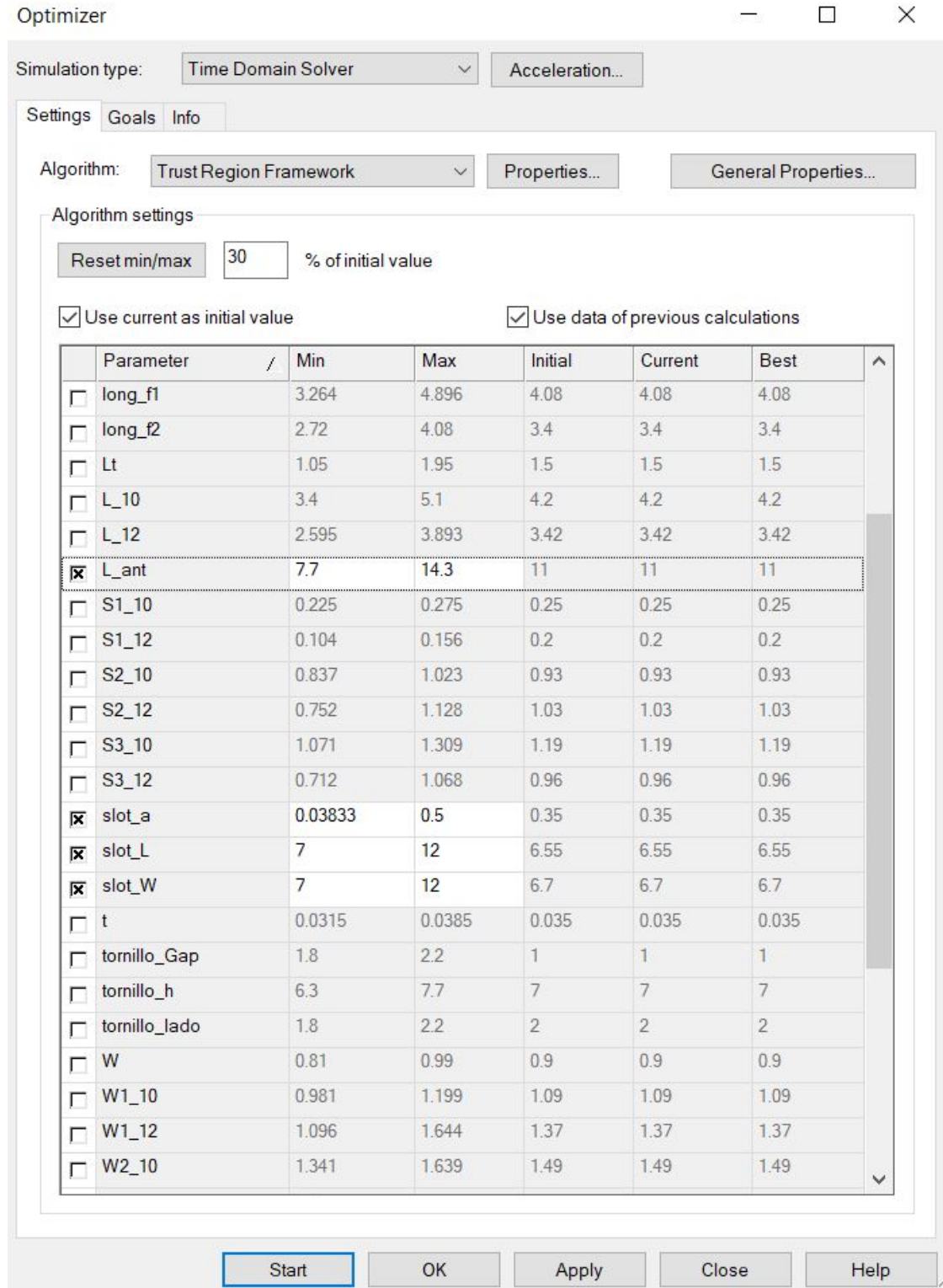
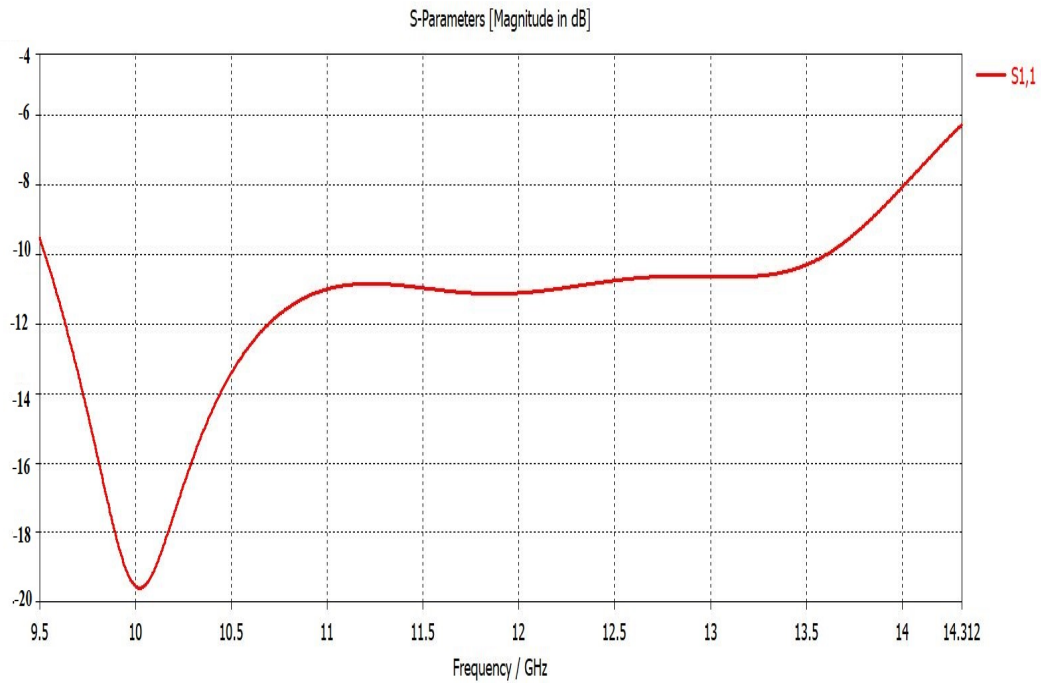
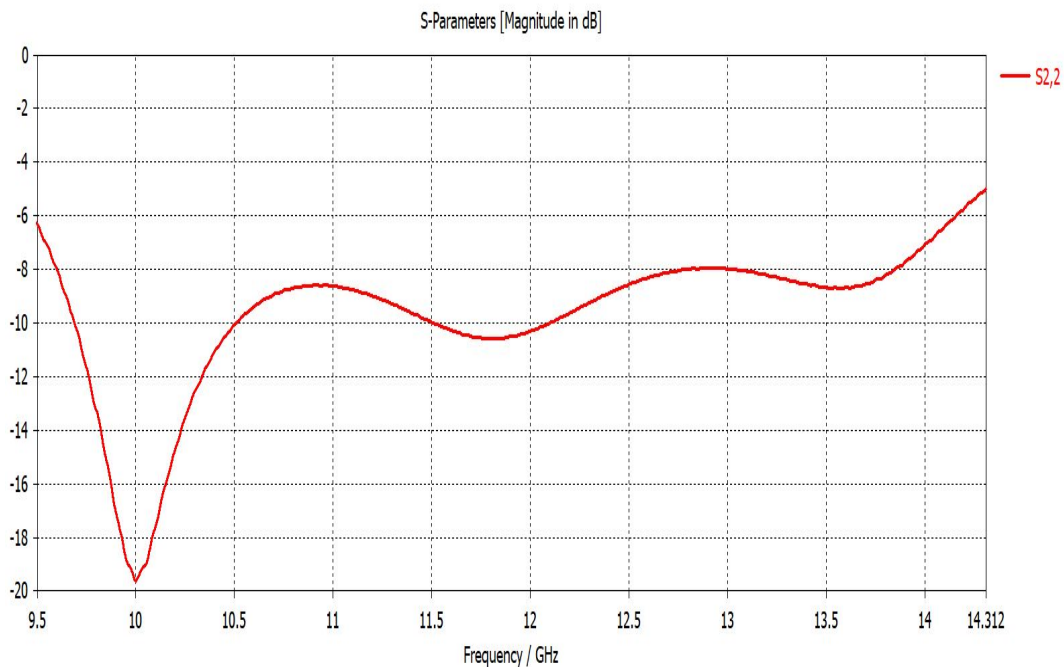


Fig. 5.4. Optimización de la antena.

A continuación, se muestra la respuesta obtenida una vez se han optimizado los parámetros mencionados anteriormente con y sin el efecto del AMC. Se puede ver como gracias al efecto del AMC, se tiene un parámetro S_{11} por debajo de -10 dB, mientras que sin ese efecto, no se obtienen los efectos de adaptación deseados.



(a)



(b)

Fig. 5.5. Parámetro S_{11} simulado después de optimizar la antena. (a) Con el efecto del AMC, (b) Sin el efecto del AMC.

El ancho de banda de la antenna con la estructura de pines, va desde 9.6 GHz hasta 13.5 GHz, lo que da lugar a un ancho de banda relativo de:

$$BW_{relativo} = \frac{F_{superior} - F_{inferior}}{F_{central}} = \frac{13,55 - 9,6}{11} \times 100 = 35.9 \%$$

En la figura 5.6, se tienen los diagramas de radiación absoluta en 3D con el efecto y sin el efecto del AMC para las frecuencias de 10 GHz y 12 GHz.

La directividad de la antenna a 10 GHz es 2.915 dB mientras que a 12 GHz es 2.599 dB y además tiene radiación trasera. Sin embargo, se puede comprobar que gracias al AMC, la radiación trasera se elimina y la directividad calculada de la antenna es 5.271 dBi y 5.541 dBi correspondiente a 10 GHz y 12 GHz.

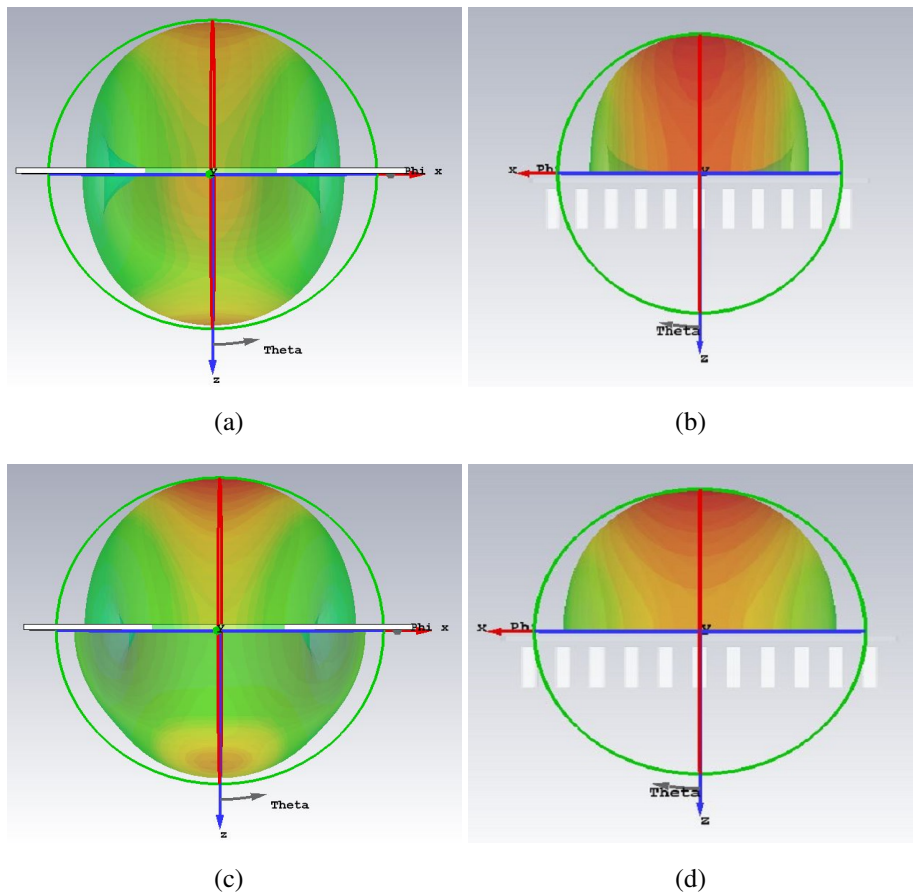


Fig. 5.6. Diagramas de radiación en 3D de la antenna diseñada para las frecuencias: (a)10 GHz: Sin el efecto del AMC,(b) 10 GHz: Con el efecto del AMC, (c) 12 GHz: Sin el efecto del AMC,(d)12 GHz: Con el efecto del AMC.

6. SISTEMA COMPLETO

6.1. Integración de la antena

Después de conseguir un diseño óptimo de la antena, se va a proceder a la inclusión de esta en el diplexor. Para integrarla, el puerto 1 del diplexor, es decir, el puerto común de ambos filtros, pasa a ser parte de la antena. La ranura de nuestra antena, se va a posicionar entre los dos filtros del diplexor, procurando que quede lejos de los extremos del plano de masa.

En la figura 6.1, se tiene el diseño completo con las medidas del modelo optimizado mientras que en la figura 6.2, la estructura periódica de pines que se va a utilizar para eliminar la radiación trasera.

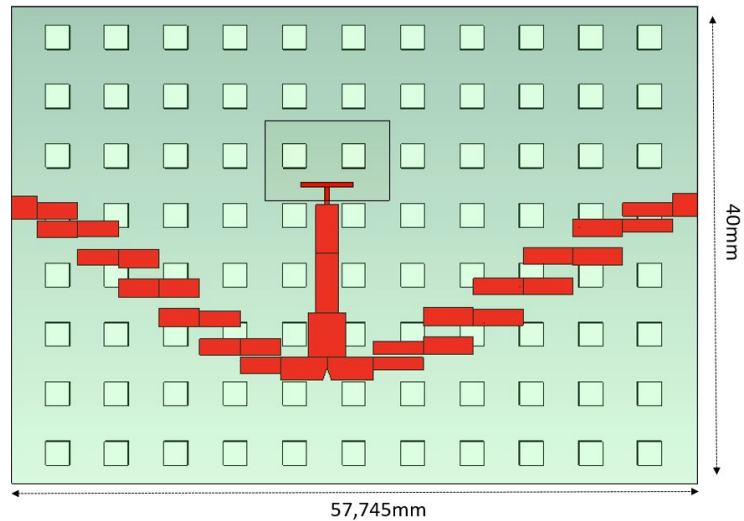


Fig. 6.1. Medidas del diseño completo.

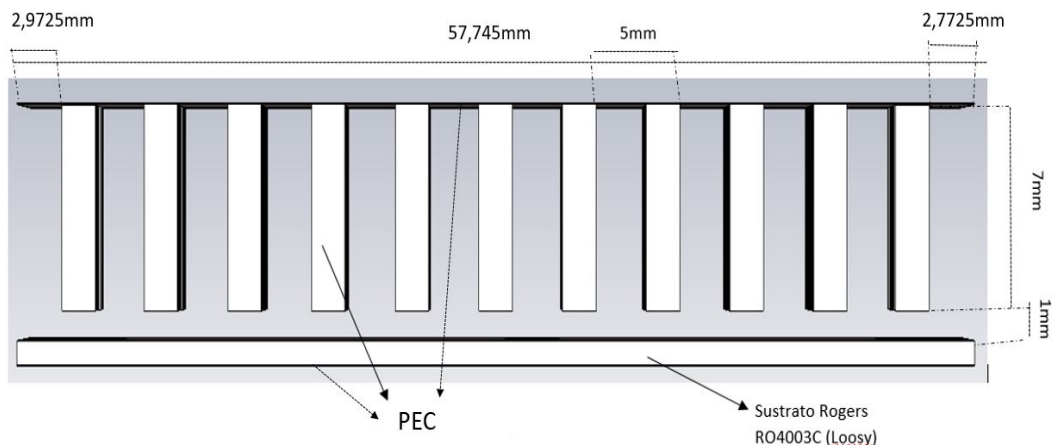
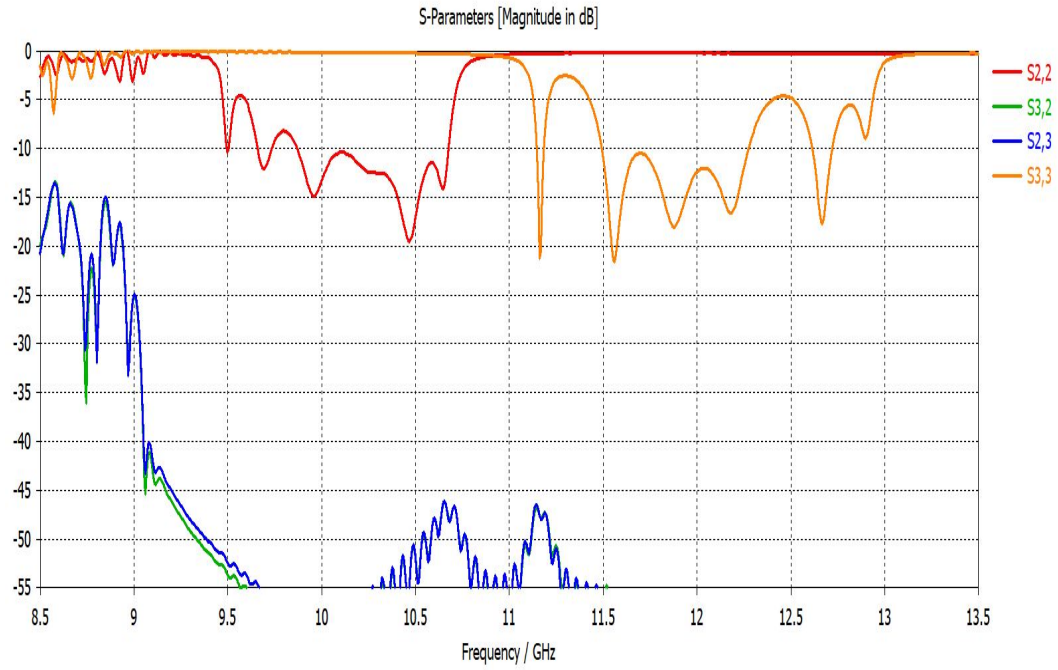
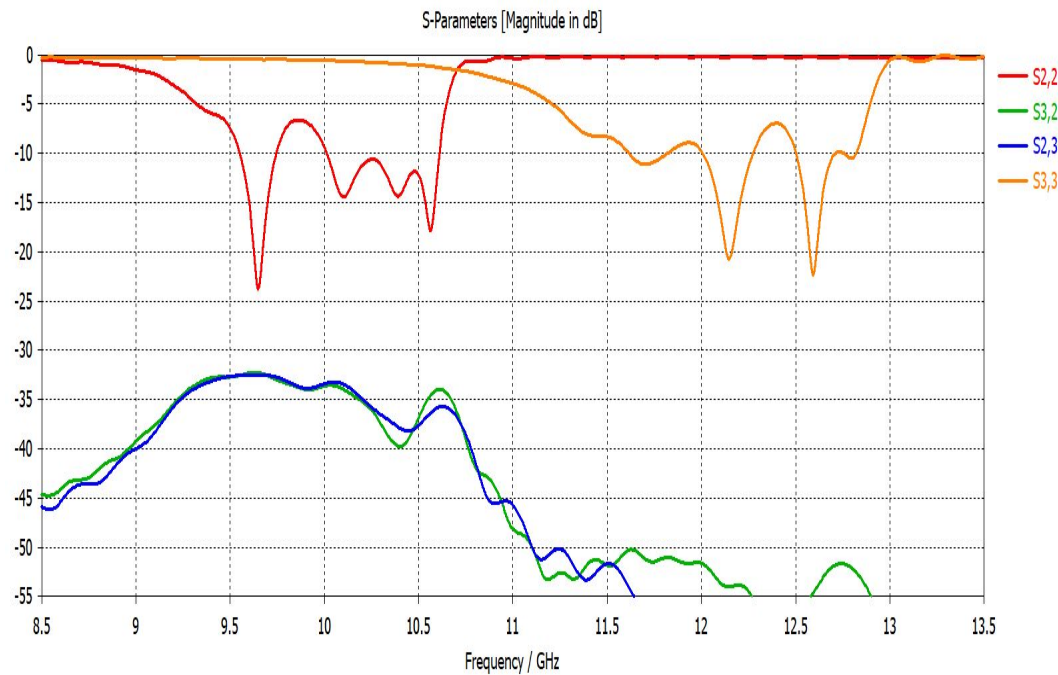


Fig. 6.2. Medidas del AMC para el diseño completo.

En la figura 6.3, se tienen los parámetros S simulados de la antena autodiplexada con y sin el efecto del AMC. Se puede apreciar, gracias al efecto de la estructura de pines, en 10 GHz y 12 GHz, se tiene una perfecta adaptación ya que se consigue que los parámetros S_{22} y S_{33} estén por debajo de -10 dB, mientras que el aislamiento de ambos puertos está por debajo de -50 dB.



(a)



(b)

Fig. 6.3. Parámetros S simulados para el diseño completo del diplexor junto a la antena.

A continuación, en las figuras 6.4 y 6.5, se muestran los diagramas de radiación del sistema final con y sin el efecto del AMC para las frecuencias de 10 GHz y 12 GHz, en los que se obtienen una directividad calculada de 5.275 dBi y 5.536 dBi respectivamente para el sistema con la estructura de pines, y una directividad de 7.477 dBi y de 6.710 dBi para las frecuencias de 10 GHz y 12 GHz sin el efecto del AMC. Además, se puede apreciar como la radiación trasera es eliminada por completo gracias a la estructura de pines.

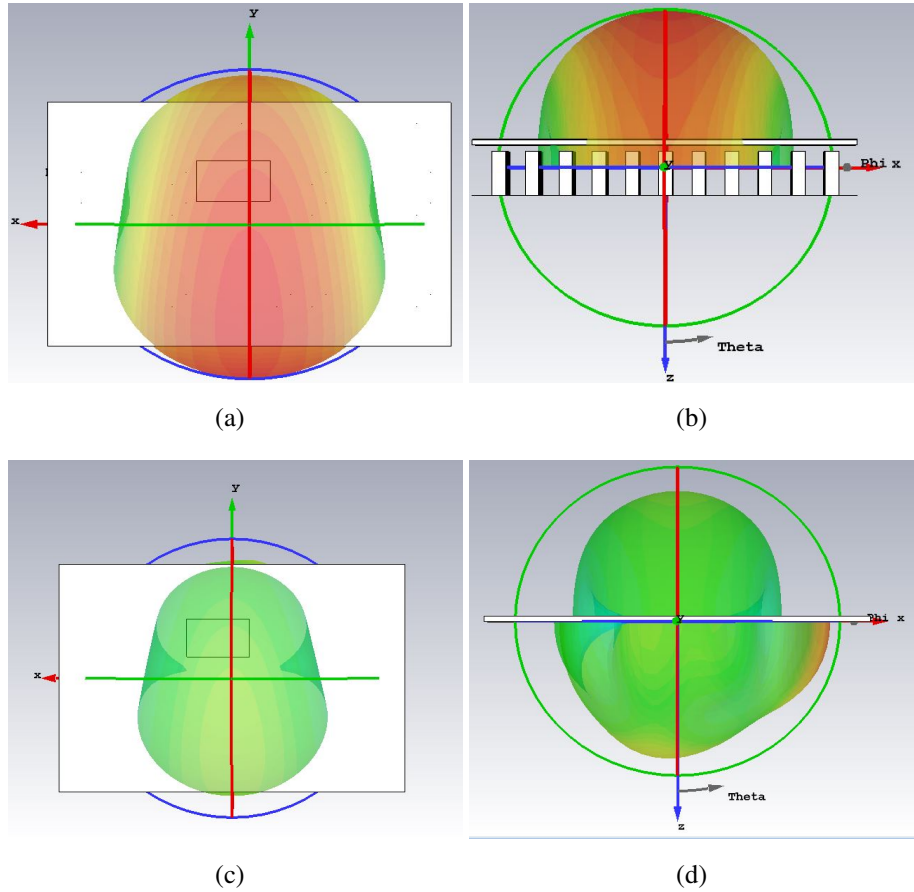


Fig. 6.4. Diagramas de radiación en 3D de la antena autodiplexada para la frecuencia de 10 GHz
(a),(b): Con efecto del AMC, y (c),(d): Sin efecto del AMC.

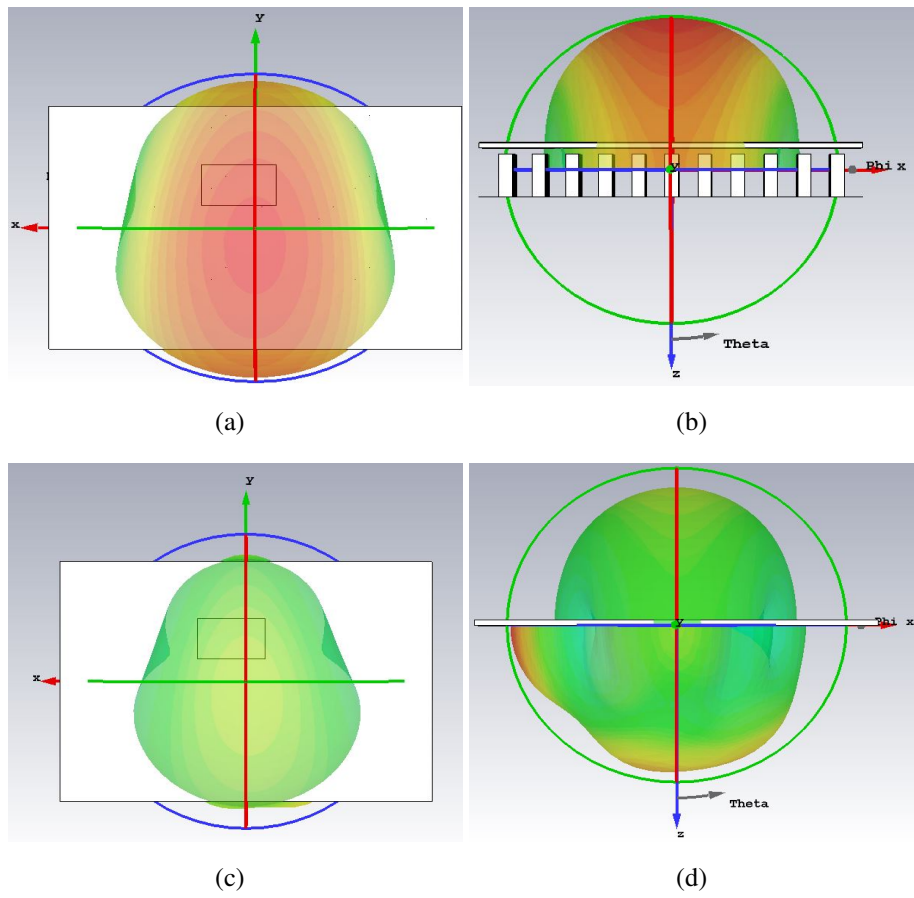


Fig. 6.5. Diagramas de radiación en 3D de la antena autodiplexada para la frecuencia de 12 GHz
 (a),(b): Con efecto del AMC, y (c),(d): Sin efecto del AMC.

7. RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LOS CIRCUITOS

En este capítulo, se va a realizar la medición de los circuitos que se han fabricado, gracias a la Oficina Técnica de la universidad: el diplexor y la antena autodiplexada. Para el diplexor, se usó un método de fabricación llamado fotograbado, y para la realización del prototipo de la antena autodiplexada se realizó mediante fresado. La Bed of Nails, se ha fabricado gracias a una impresora 3D.

En las figuras 7.1 y 7.2, se muestran las dimensiones de los dos circuitos y los prototipos ya fabricados. En la figura 7.3, se puede ver como se tomaron las medidas del circuito diplexor.

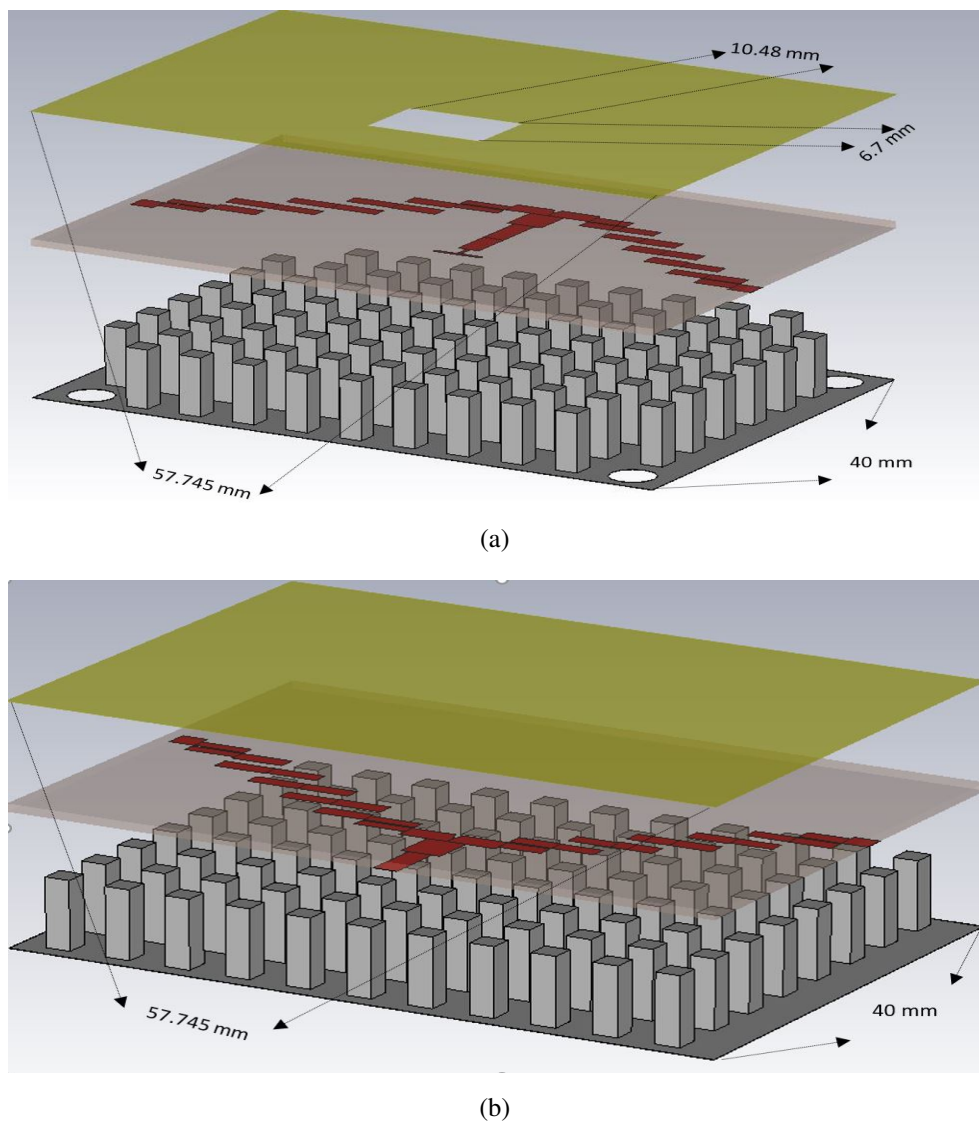
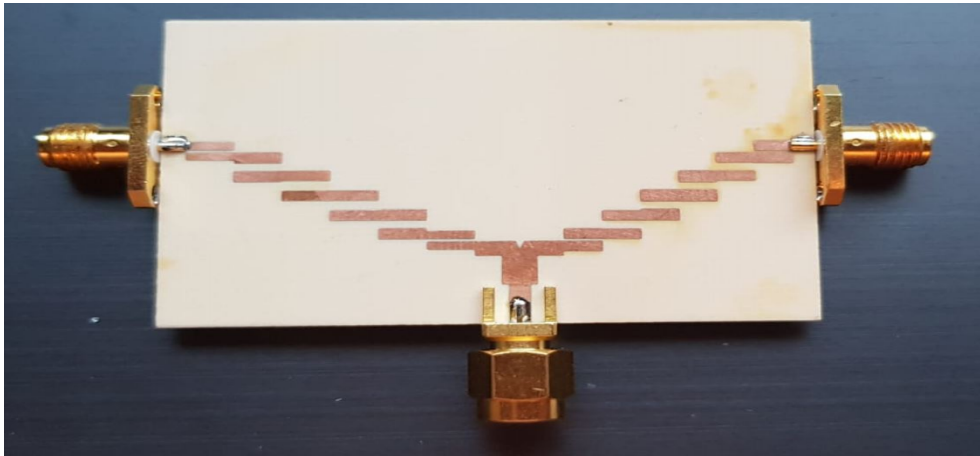
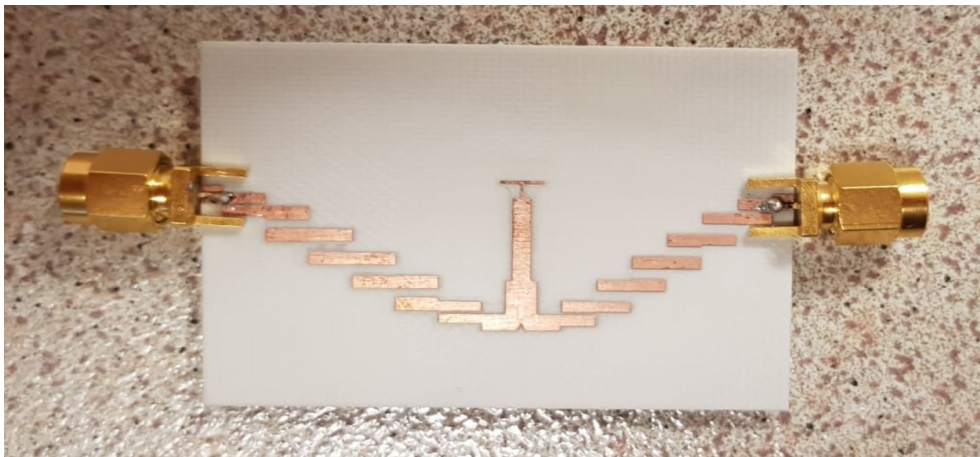


Fig. 7.1. Medidas de los circuitos: (a)Diplexor, (b)Antena autodiplexada.



(a)



(b)

Fig. 7.2. Prototipos fabricados: (a)Diplexor, (b)Antena autodiplexada.

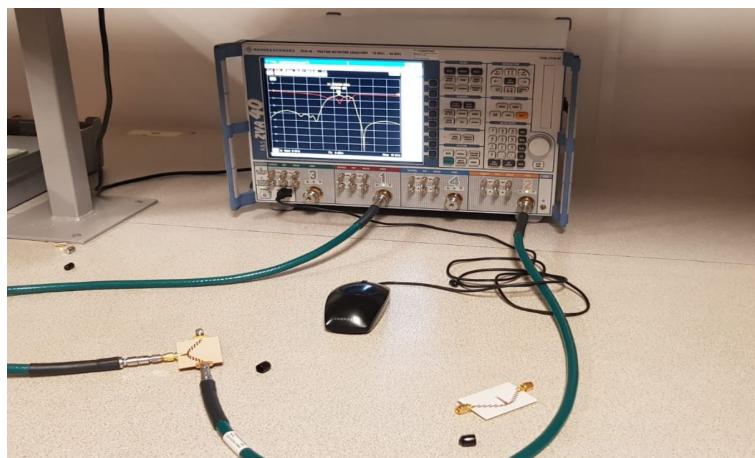
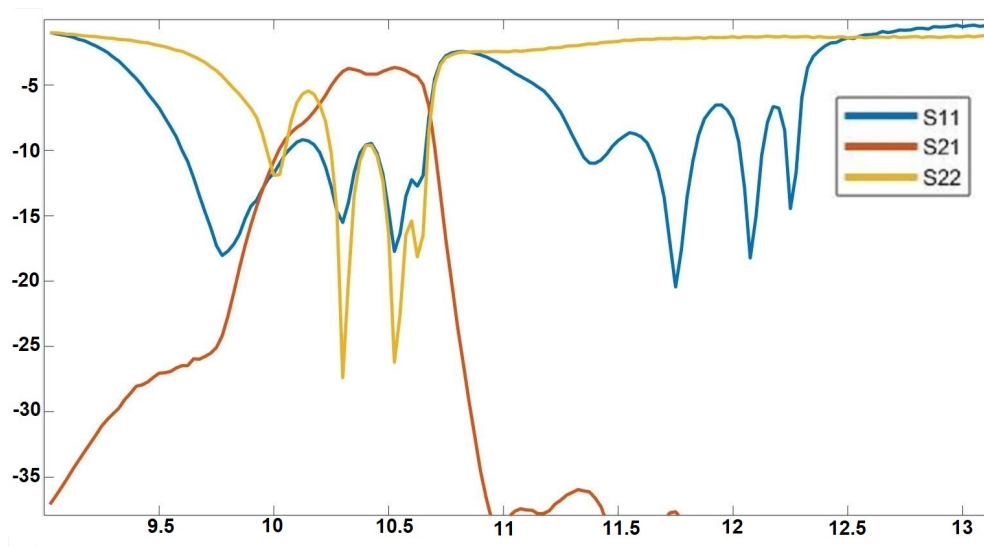


Fig. 7.3. Analizador de redes Rohde & Schwarz ZVA40 durante la toma de medidas del circuito diplexor.

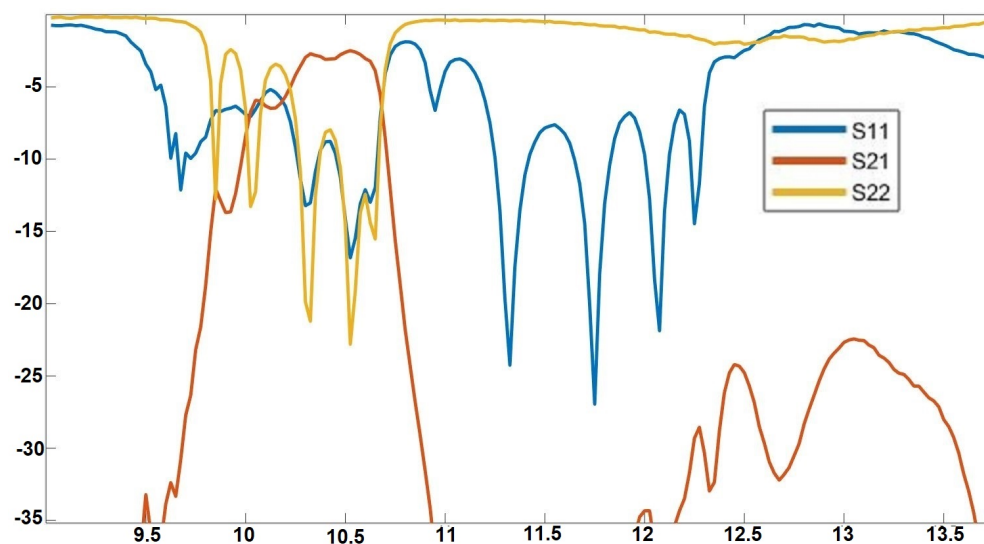
7.1. Medidas de los circuitos fabricados

Las medidas de estos dos circuitos, se han realizado con el analizador de redes que hay en el laboratorio: Rohde & Schwarz ZVA40, que permite trabajar con frecuencias que van desde los 10 MHz hasta los 40 GHz.

A continuación, se muestran los resultados obtenidos en el laboratorio para el circuito diplexor. Cabe destacar, la similitud de los resultados medidos en el laboratorio con los simulados en el programa. Las diferencias se deben a las tolerancias a la hora de fabricar, que provocan modificaciones de las impedancias de las líneas debido a la estructura de pines.

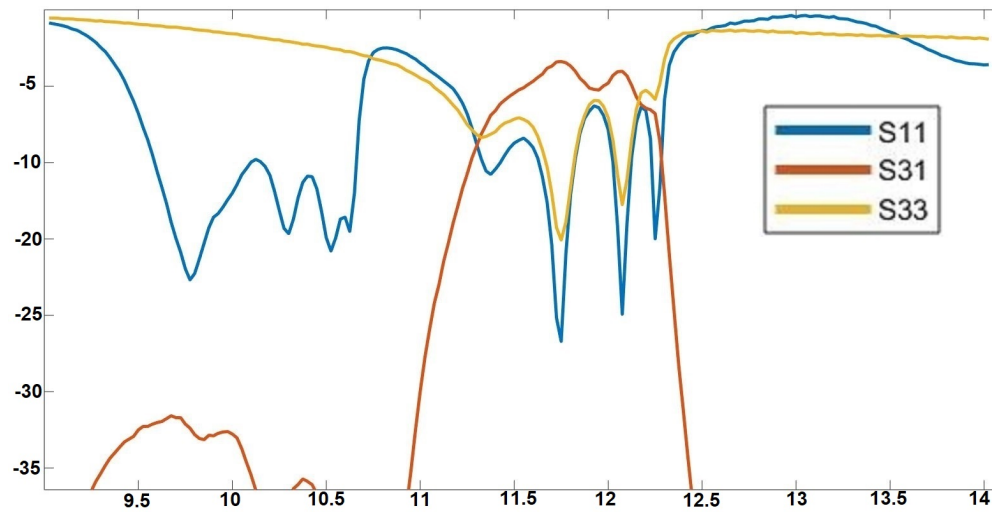


(a)

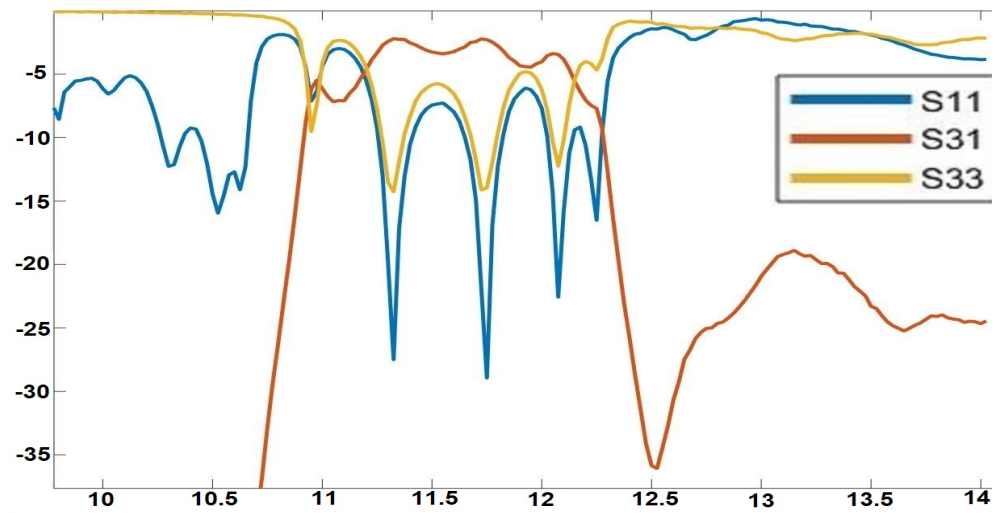


(b)

Fig. 7.4. Parámetros S medidos en el laboratorio para el filtro a 10 GHz. (a) Sin el efecto del AMC, (b) Con el efecto del AMC.



(a)



(b)

Fig. 7.5. Parámetros S medidos en el laboratorio para el filtro a 12 GHz. (a) Sin el efecto del AMC, (b) Con el efecto del AMC.

Como se puede ver en la figura 7.4, las pérdidas de inserción medidas en el circuito diplexor a la frecuencia de 10 GHz, es de -4.5 dB para el diseño sin el efecto del AMC y de -2.5 dB para el prototipo con el efecto del AMC. Además se puede observar como el filtro está adaptado desde 9.7 GHz hasta 10 GHz.

Para el circuito diplexor a la frecuencia de 12 GHz, las pérdidas de inserción medidas son de -4.5 dB para el circuito sin el efecto del AMC y de -2 dB para el diseño con el efecto del AMC. Además en la figura 7.5, se puede ver como el filtro está adaptado de 11.3 GHz a 12.2 GHz.

8. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

8.1. Conclusiones

En este trabajo fin de grado se ha realizado el diseño y la fabricación de un diplexor y de una antena autodiplexada en tecnología microstrip. Ambos circuitos han sido simulados gracias al programa CST Microwave Studio® y posteriormente, han sido medidos gracias al Analizador de redes del laboratorio Rohde & Schwarz ZVA40.

Para ello se han seguido unas fases de realización con las que se ha conseguido que se llegue al resultado final.

Lo primero que se realizó fue el diseño de los dos filtros que formarán parte del diplexor. Los filtros se diseñaron siguiendo los conocimientos adquiridos durante la carrera, en concreto, en la asignatura de Tecnologías de Alta Frecuencia. El método elegido para su diseño fue el líneas acopladas en tecnología microstrip. Estos filtros fueron realizados y simulados con el programa AWR Design Environment®, y una vez conseguidos los objetivos marcados, se comprobó que funcionaban igual en el programa CST Studio Suite®, software con el que diseñará el resto de circuitos.

La segunda fase conllevó el estudio y el diseño de un divisor de potencia. Se marcó como objetivo que los puertos de salida estuviesen aislados entre sí y que el puerto de entrada estuviese adaptado a la frecuencia central de 11 GHz. Una vez cumplidos dichos objetivos, se diseñó el diplexor, que es la unión del divisor de potencia y los filtros. Este diplexor se analizó y se mandó a fabricar para su posterior medición en el laboratorio.

A continuación se decidió realizar el estudio de un AMC, debido a la radiación trasera que presenta este tipo de circuitos. Para este estudio, se comprobó el comportamiento de esta estructura sobre el circuito diplexor variando la altura, lado, gap y periodo de los pines. El objetivo de esta estructura, era conseguir una banda de frecuencias prohibidas o Stopband que estuviese dentro de las dos frecuencias de los filtros diseñados.

Finalmente se diseñó una antena de ranura con alimentador en forma de T, ya que este tipo de antenas, funcionan bien en tecnología microstrip. El objetivo marcado fue conseguir un ancho de banda grande y que incluyese a ambas frecuencias. Una vez logrado el objetivo, se rediseñó el puerto de entrada del diplexor para que formase parte de la antena y así obtener la antena autodiplexada, que fue analizada y mandada a fabricar para su posterior medición en el laboratorio.

Como se ha podido ver a lo largo de esta memoria, los objetivos marcados para cada parte del circuito se han cumpliendo paso por paso hasta integrarlas en un único circuito. Se ha demostrado que gracias al efecto de la bed of nails, los circuitos diseñados funcionan mejor que sin este efecto, y que además se elimina la radiación trasera de la antena.

8.2. Líneas futuras

Uno de los motivos de usar este tipo de tecnología es el bajo coste y la rápida fabricación de estos circuitos. Sin embargo, lleva a usar un tipo de estructura periódica para evitar la radiación trasera. Uno de los principales problemas que se ha visto durante la realización de este trabajo, ha sido que este tipo de estructuras, hace al circuito muy sensible en términos de impedancias de las líneas, ya que varían mucho en función de la posición en la que se encuentre la bed of nails. Por tanto, se propone realizar un estudio en profundidad con diferentes grosores y distintas permitividades eléctricas para comprobar el efecto de esta estructura.

9. PRESUPUESTO

En este capítulo, se va a plantear un presupuesto del coste que ha supuesto realizar este trabajo fin de grado. Para realizarlo, se van a tener en cuenta: el coste por horas dedicadas y el valor de los materiales.

■ Coste por horas:

Se ha tenido en cuenta, a la hora del presupuesto, que el autor del TFG, el estudiante, no tiene el título de ingeniero, por lo que cobrará 5 €/hora, y que la tutora del TFG cobrará 60 €/hora.

Concepto	Horas	Coste (€)
Planificación del proyecto	8	56
Estudio de la documentación	25	125
Aprendizaje del manejo del software	30	150
Estudio y diseño de los filtros	30	150
Estudio y diseño de los divisores de potencia	45	225
Estudio y diseño de las estructuras periódicas AMC	50	250
Estudio y diseño de la antena	40	200
Simulación y optimización de los circuitos	60	300
Realización de la memoria	180	900

TABLA 9.1. RESUMEN DE HORAS DEDICADAS.

■ Valor de los materiales:

Concepto	Coste (€)
Fabricación de prototipos	100

TABLA 9.2. COSTE DE LOS MATERIALES.

■ Valores totales:

Totales	Horas	Coste (€)
Fabricación de materiales	–	100
Total horas estudiante	468	2340
Total horas tutor	35	2100

TABLA 9.3. TOTALES.

El presupuesto total de este trabajo fin de grado asciende a 4540 €.

10. EXTENDED ABSTRACT

10.1. Introduction to high frequency

Microwaves are signals whose frequencies are between 300 MHz and 300 GHz, that is, signals whose wavelengths are between 1 m and 1 mm. It is necessary to use Maxwell's equations to discover the behavior of the devices because circuit theory does not work at these frequencies [17].

The guide structures are used to design filters and diplexers in high frequency. Filters are the most important structures in high frequency because they control the signals that go to the spectrum area. Currently, in order to transfer information by air using radio waves is necessary to use high frequency components.

High frequency presents a series of different applications

- Largest bandwidth. When the frequency is higher, less interference, so more bandwidth
- More antenna gain.
- Better use in radar systems.
- Medicine applications.

In addition, currently, high frequencies are used as medical diagnosis, radar systems, mobile network, Bluetooth, GPS, etc.

In figure 1.1, it can see the different bandwidths in the spectrum and their uses.

10.2. Targets

The goal of this project is to design a diplexer composed of two filters in the X band whose frequencies are 10 GHz and 12 GHz in microstrip technology. In addition, it will be design an antenna and a periodic structure in order to avoid the backward radiation of antenna. In this project, the following lessons will be studied:

- Study of the filters in microstrip technology and its design through parallel lines coupled.
- Study of the different divisors of powers. It will be mainly studied: the T-junction power divider, the Y-junction power divider and the Wilkinson power divider.

- Study of antennas in microstrip technology. The study will focus on the slot antenna.
- Study of the autodiaplexer antenna. This last objective, unites all the parts of this project to compose a self-deprecating antenna in the X band.

10.3. Phases

To meet the establish targets in this chapter, the project was divided in three phases:

- Phase 1: In this first phase, a study is done about the filters in microstrip technology. Thanks to the subject of high frequency technologies, it is had a basis with to start designing the filters with a software of the university. Once the filters are designed, it will be started learn the new software with which all the work will be done.
- Phase 2: It will be design the rest of necessary circuits to elaborate this project. As well as it is designed, simulations and optimization are done in order to check that the circuits works as expected. Finally, all parts are joined in order to shape a single circuit.
- Phase 3: In this last phase, in the full knowledge that the complete circuit works as expected, a prototype will be manufactured to measure in the laboratory.

10.4. State of art

The Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), it defines an antenna as the part of system emisor or receiver that it is designed to radiate or receiver electromagnetics waves [1].

The antennas is could divide in:

- Directional antennas: Antennas that focus all the power in single direction.
- Omnidirectional antennas: Antennas that radiates the same power in all directions.

The characteristic parameters of an antenna are:

- Bandwidth: Range of frequencies over which the antenna works in a similar way to if it were working at the center frequency.
- Adaptability level: It is important its parameter S_{11} due to it is the reflection coefficient at the entrance of the antenna. In this work, it is considered that a parameter $S_{11} < -10\text{dB}$, it is a great reflection coefficient.

- Impedance: It is the result of dividing the voltage and current at the terminals of the antenna

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = R_{IN} + jX_{IN}$$

donde

Z_{IN} = Impedance at the terminals of the antenna.

R_{IN} = Resistance at the terminals of the antenna.

X_{IN} = Reactance at the terminals of the antenna.

- Polarization: It is named polarization of the antenna to the polarization of electric field radiated by the antenna in far field. There are three types of polarization:
 - Linear: It is produced when the phases of the two vector components of the electric field differ in multiples of π radians.
 - Circular: It is produced when the amplitudes are equal and the phases differ in multiples of $\frac{\pi}{2}$ ó $\frac{3\pi}{2}$ radians.
 - Elyptical : It is produced when the polarization is not linear polarization or circular polarization.
- Radiation pattern: It is the graphic representation of the spatial distribution of the power radiated by the antennas.
- Directivity and gain: Both parameters are of a radiation capable of concentrating an antenna in one direction. The gain has to do with the power of the feed. The directivity is calculated from the radiation power. $G = e * D$ and are measured in dBi (dB).

There are many types of antenna. For this work, in microstrip technology, the antennas that work best are the slot antenna. Microstrip technology was born in the fifties, although it did not start until the seventies thanks to improvements in manufacturing and the achievement of substrates with low losses. During that period, it is began to study the transmission model. At present, the antennas in microstrip technology are the most used as radar systems, data transmission, etc. This is possible because these types of antennas have a low cost and are integrated into other systems or components more easily.

10.4.1. Microstrip technology

The microstrip lines are a transformation of stripline. The lines are formed by a small conductive strip inside a dielectric that has the upper and lower face covered by mettall

plate. The microstrip line removes one of these plates leaving the line in the air. In the figure 1.3 it can verify the difference between both lines.

One of the differences that made the microstrip line take to become popular was that it has more radiation losses due to the line is in the air.

10.4.2. Slot antenna

Slot antennas are shaped by a feeder line, dielectric layer and a metal layer where it is extracted the slot.

At first, these type of antennas was designed to be feeder by waveguides, but as time goes, they evolutionated in order to can be feeder by microstrip lines. This allows the antennas to be easily integrated with the rest of the devices.

One of its advantages is its ability to adapt in high frequency systems, simple design and polarization, as well as they are very variable in terms of polarization, impedance and resonance frequency. The biggest problem with these antennas when they are designed with microstrip technology is that these antennas have radiation backwards. Therefore, it is necessary to study technicals that remove this disadvantage.

10.5. Conclusions

In this final thesis it has carried out design and manufacturing of a diplexer and a autodiplexer antenna in microstrip technology. Both circuits has been simulated thanks to CST Microwave Studio®program and finally, they have been analized thanks to Vector Network Analyzer Rohde & Schwarz ZVA40 of university's laboratory.

For this, it has followed several phases of execution with what has reached the final result.

The first it was carried out was the design of the two filters that they will be part of the diplexer. The filters were designed following the acquire knowledge during the degree, in particular, in the subject of high frequency technologies. The chosen method to filters design were parallel lines coupled in microstrip technology. This filters were designed and simulated thanks to AWR Design Environment®program, and when the goal is reached, it is checked that they work in the same way with the CST Studio Suite®program, which is a software with which the rest of the circuits will be designed.

The second phase involved the study and design of a power divider. An objective is established that the output ports were isolated from each other and the input port was adapted to a central frequency of 11 GHz. Once the objective is reached, the diplexer is designed. The diplexer is the union between the filters and the power divider. It is simulated and manufactured to be measured in the laboratory later.

Next, it is decided to carry out the study of an AMC (Artificial Magnetic Conductor),

due to the backward radiation that it is present in this circuits. In this study, it is checked the behaviour of this structure over the diplexer circuit modify its height, side, gap and periodic of the pines. The target of this structure was to reach a stopband inside of the two frequencies of the filters.

Finally, it is designed a slot antenna with T shaped feeder, due to this type of antennas, it works great in microstrip technology. The goal was to reach a big bandwidth inside of the two frequencies. When the target is reached, the input port of diplexer was redesigned in order to be part of the antenna and it can obtain the autodiplexer antenna. This autodiplexer antenna is simulated and manufactured to be measured in the laboratory later.

As it has been seen throughout this memory, the goals stipulated for all parts of circuits have been reached till integrate it in a single circuit. It has proved that thanks to the effect of bed of nails, the circuits work better than without this effect and also the backward radiation of antenna is removed.

10.6. Future lines

One of the reasons to use this technology are the low cost and the fast manufacturing of this circuits. However, leads to use a periodic structure to remove the backward radiation. One of the problems seems during the carry out of this project, it has been that this type of structures, It makes the circuit very sensitive in terms of the impedances of the lines, since they vary a lot depending on the position in which they are. Therefore, it is proposed to carry out a study with different thickness and different electric permittivity to check the behaviour with this type of structures.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, IEEE Std 145-1983*.
- [2] Ebert Gabriel San Román Castillo, Patricia Raquel Castillo Aranibar, Manuel Gustavo Sotomayor Polar, Lee Victoria Gonzales Fuentes, Efraín Zenteno Bolaños, Capítulo 1: Introducción, en *Aplicaciones y teoría de ingeniería de microondas, 1a ed. - Iniciativa Latinoamericana de Libros de Texto Abiertos (LATIn), 2014*
- [3] Tuan Ernesto Cordoví Rodríguez, Capítulo 2: Desarrollo, en *Antena sectorial de guía de onda ranurada para la banda de 2.4 GHz*
- [4] Balanis, C., *Antenna theory: analysis and design, 4rd Edition, John Wiley - Sons, 2005*.
- [5] A. Zaman and P. Kildal. Wide-band slot antenna array with single-layer corporate-feed network in ridge gap waveguide technology. *Wide-Band Slot Antenna Arrays With Single-Layer Corporate-Feed Network in Ridge Gap Waveguide Technology, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62(6), pp. 2992-3001*
- [6] Kildal, P. ; Maci, S. ; Valero-Nogueira, A. (2011) "The gap waveguide as a metamaterialbased electromagnetic packaging technology enabling integration of MMICS and antennas up to THz". *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP 2011. Rome, 11-15 April 2011 pp. 3715-3718*.
- [7] M. G. Silveirinha , C. A. Fernandes and J. R. Costa (2008), "Electromagnetic characterization of textured surfaces formed by metallic pin", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no.2, pp.405-415.
- [8] MA. Guadalupe Torres Valencia, Juan de Dios Martínez López, "Antena ranurada", <https://prezi.com/j9udglnne6a2/antena-ranurada/>
- [9] Filtros de frecuencia, <http://senales.galeon.com/aficiones1349723.html>
- [10] María Dovale, "Teoría de filtros Butterworth y Chebyshev", <https://es.slideshare.net/mdovale/filtros>
- [11] David M. Pozar, Chapter 8: Microwave Filters, en *Microwave engineering, Second Edition. USA: John Wiley & sons, INC, 1998, 422-496*
- [12] Bermúdez-Orozco, Héctor. (2009). "Desarrollo de circuitos de RF con tecnología de microcintas en la banda de 2.4 GHz"

- [13] Alejandro Cantora Álvarez, Ramón Gonzalo García, "DESFASADORES PARA MICROSTRIP EMPLEANDO METAMATERIALES", <https://academica-e.unavarra.es/bitstream/handle/2454/24463/Pub68.pdf?sequence=1&isAllowed=y>
- [14] Microondas, <https://es.wikipedia.org/wiki/Microondas>
- [15] Espectro Radioeléctrico, <http://www.conatel.gob.ve/espectro-radioelectrico/>
- [16] David M. Pozar, Chapter 7: Power dividers and directional couplers, en *Microwave engineering, Second Edition. USA: John Wiley & sons, INC, 1998, 351-421*
- [17] David M. Pozar, Chapter 1: Electromagnetic theory, en *Microwave engineering, Second Edition. USA: John Wiley & sons, INC, 1998, 1-55.*